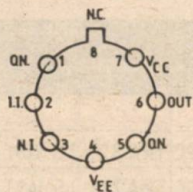
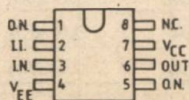


TENNIUM ALMANAH 1988

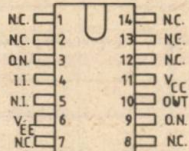
BM 741/741 J



Capsulă TO-99

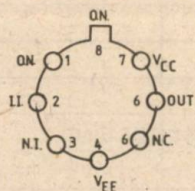


Capsulă MP-48

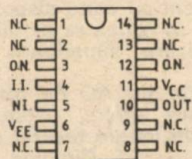


Capsulă TO-116

ROB 07

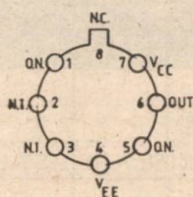


Capsulă TO-99

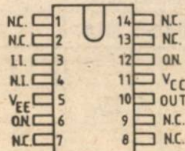


Capsulă TO-116

ROB 74

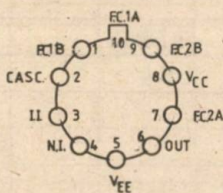


Capsulă TO-99



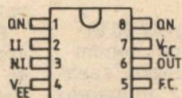
Capsulă TO-116

ROB 115



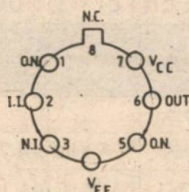
Capsulă TO-100

TCA 520

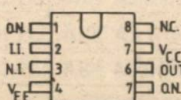


Capsulă MP-48

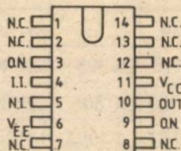
BF 356



Capsulă TO-99

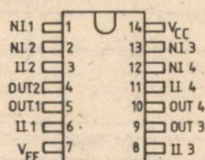


Capsulă MP-48



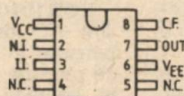
Capsulă TO-116

BM 3900



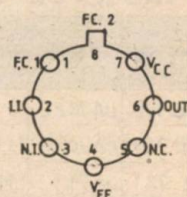
Capsulă TO-116

ROB 8161

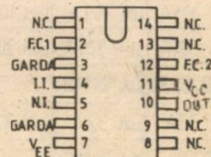


Capsulă MP-48

BM 108/308/108A/308A

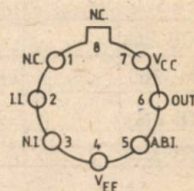


Capsulă TO-99

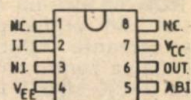


Capsulă TO-116

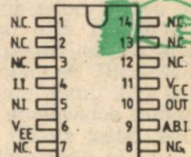
ROB 3080



Capsulă TO-99



Capsulă MP-48



Capsulă TO-116

milie este cea a AO repetoare de tensiune (LM110). Produsele de înaltă performanță ale familiei se fabrică folosind tehnologii mixte.

• AO de transconductanță prezintă la ieșire o impedanță de cel puțin câteva sute de kΩ. Această performanță se obține cu ajutorul unui etaj de ieșire de tip ge-

nerator de curent comandat în tensiune. Parametrul amplificare în buclă deschisă se înlocuiește prin parametrul transconductanță în buclă deschisă.

AMPLIFICATOARE OPERATIONALE ROMĂNEȘTI

Industria românească de com-

TENNIUM ALMANAH 1988

TABEL DE ECHIVALENTE (Tabel 2)

	FAIRCHILD	NATIONAL	MOTOROLA	RCA	SYGNETICS (PHILIPS)	TEXAS INSTRUM.	SILICON GENERAL	PMI	SESCOSEM	SIEMENS	SGS
ROB 702	μA 702 C		MC 1712 C								
ROB 709	μA 709 C	LM 709 C	MC 1709 C	*CA 3016	μA 709 C	SN 2709			SFC 2709 C	TAA 521	LS 709 C
BM 741	μA 741	LM 741	MC 1741	CA 741 C	μA 741 C	SN 72741	SG 741 C	SSS 741 C	SFC 2741 C	TBA 221	LS 141 T
ROB 101	μA 301	LM 301	MLM 301	CA 301					SFC 2301		
ROB 201A	μA 201A	LM 201A	MLM 201A	CA 201A	LM 201A	SN 72201A	SG 201A		SFC 2201A		LS 201A
BM 101A	μA 101A	LM 101A	MLM 101A	CA 101A	LM 101A	SN 52101A	SG 101A		SFC 2101A		LS 101A
BM 301A	μA 301A	LM 301A	MLM 301A	CA 301A	LM 101A	SN 72101A	SG 301A		SFC 2301A		LS 301A
ROB 8135	*μA 749DC		MC 8135								
BM 324	μA 324	LM 324		CA 324	LM 324		SG 324		TDB 0124		
ROB 74	μA 740 C										
BF 356	μAF 356 C	LF 356	LF 356		LF 356						
BM 108	μA 108	LM 108	MLM 108	CA 108	LM 108	SN 52108		PM 108			
BM 308	μA 308	LM 308	MLM 308	CA 308	LM 308	SN 72108		PM 308			
BM 108A	μA 108 A	LM 108 A	MLM 108 A	CA 108 A	LM 108 A	SN 52108 A	SG 108 A	PM 108 A			
BM 308A	μA 308 A	LM 308 A	MLM 308 A	CA 308 A	LM 308 A	SN 72108 A	SG 308 A	PM 308 A			
ROB 07	μA 714 C		OP 07			OP 07 E		OP 07 E			
ROB 115	μA 715										
TCA 520					TCA 520		SILICONIX				
ROB 344							L 144				
BM 3900		LM 3900									
*ROB 8161									SFC 2861	TDA 8161	
*ROB 3080				CA 3080							

ponente electronice produce în prezent peste 15 titluri de AO, în diverse variante.

ROB702 este un AO de uz general din prima generație, cu performanțe relativ modeste. Banda sa pentru amplificarea unitară de 30 MHz îl recomandă în aplicații de bandă largă.

ROB709 este un alt membru al familiei AO de uz general. Performanțele sale îmbunătățite îl fac util în multe aplicații uzuale.

ROB8135 este un AO de uz general dual, realizat în tehnica MONOCIP. Pe lângă aplicațiile tipice AO, grație unei tensiuni de zgomot echivalente la intrare redusă, acest circuit se poate folosi și în construcția amplificatoarelor stereofonice.

μA741/741J este cel mai popular AO de uz general din genera-

ția a doua. Compensat intern în frecvență, prezentând un bun compromis între valorile parametrilor electrici, acest tip de AO satisface o gamă foarte largă de aplicații.

ROB101/201A/ μA101A/ 301A sînt AO de uz general necompensate în frecvență intern, ceea ce permite utilizatorilor obținerea în aplicații a unor performanțe de frecvență superioare comparativ cu dispozitivele tip 741, restul parametrilor rămînînd neschimbați.

ROB344 este un AO de uz general triplu, de consum redus (50 μW), programabil cu ajutorul unui rezistor extern. Admițînd tensiuni de alimentare cuprinse între ± 1,5 V și ± 18 V, circuitul acesta este ideal în construirea aparatului portabile.

μBM324 este un AO de uz general cvadruplu, de consum redus. Echivalent cu patru dispozitive tip 741, utilizarea sa permite o compactizare superioară a aplicațiilor.

ROB74 este un AO de mare impedanță de intrare, obținută cu un etaj de intrare realizat cu tranzistoare J—FET. Circuitul se recomandă în construirea de integratoare, filtre active, amplificatoare cu eșantionare și memorare etc.

BF356 este un AO de mare impedanță de intrare, realizat în tehnologie BI—FET. Caracteristicile electrice excelente ale acestui circuit integrat îi conferă simultan calități de AO de precizie și de mare viteză, ceea ce îl recomandă pentru aplicațiile de înaltă performanță.

TENNIUM ALMANAH 1988

GHID DE SELECTARE (Tabel 1)

PARAMETRU	V_{IO} max.	I_{IO} max.	I_{IB} max.	α_{VIO} tip.	A_O min.	B_1 tip.	SR		V_{EE} max.	COMP. INT.	JUSTA- RE EXT.	T_A	PRO- DUCATOR
	mV	mA	nA	$\mu V/^\circ C$	V/mV	MHz	ACL=+1	ACL=-1	V			$^\circ C$	
U.M.	mV	mA	nA	$\mu V/^\circ C$	V/mV	MHz	V/ μS	V/ μS	V			$^\circ C$	
ROB 702	5	2000	7500	10	2	30	3,5	3,5	+12/-6	NU	NU	0/+70	ICCE
ROB 709	5	200	500	10	15	11	0,3	0,3	± 18	NU	NU	0/+70	ICCE
BA 741	5	200	500	7	50	1	0,5	0,5	± 22	DA	DA	0/+70	IPRS
BA 741J	3		200	7	50	1	0,5	0,5	± 22	DA	DA	0/+70	IPRS
ROB 101	7,5	100	250	7	25	1	0,5	6	± 22	NU	DA	0/+70	ICCE
ROB 201A	2	10	75	3	60	1	0,5	6	± 22	NU	DA	-25/+85	ICCE
BM 101A	2	10	75	3	50	1	0,5	6	± 22	NU	DA	-55/+125	IPRS
BM 301A	7,5	50	250	7	25	1	0,5	6	± 22	NU	DA	0/+70	IPRS
ROB 8135 (dual)	5	500	5000	10	3,5	2	1	1	± 10	NU	NU	0/+70	ICCE
ROB 344 (triplu)	10	100	250	7	10	1	0,4	0,4	± 18	DA	NU	0/+70	ICCE
BM 324 (cuadruplu)	7	50	250	7	25	1	0,5	0,5	± 18	DA	NU	0/+70	IPRS
ROB 74	130	0,3	0,2	20	20	3	6	6	± 18	DA	DA	0/+70	ICCE
BF 356	2	0,05	0,2	5	25	5	12	12	± 22	DA	DA	0/+70	IPRS
ROB 101T	2	30	75	5	150	1	0,5	6	± 22	NU	DA	0/+70	ICCE
BM 108	2	0,2	2	1	50	1	0,3	6	± 22	NU	NU	-55/+125	IPRS
BM 308	7,5	1	7	6	50	1	0,3	6	± 22	NU	NU	0/+70	IPRS
BM 108A	0,5	0,2	2	1	80	1	0,3	6	± 22	NU	NU	-55/+125	IPRS
BM 308A	2	0,2	2	3	80	1	0,3	6	± 22	NU	NU	0/+70	IPRS
ROB 07	0,075	5	± 5	1,2	200	1	0,25	0,25	± 22	DA	DA	0/+70	ICCE
ROB 07J	0,250	20	± 25	1,2	100	1	0,25	0,25	± 22	DA	DA	0/+70	ICCE
ROB 07K	0,5	15	± 40	1,2	100	1	0,25	0,25	± 22	DA	DA	0/+70	ICCE
ROB 115	7,5	250	1500	6	10	65	18	100	± 18	NU	DA	0/+70	ICCE
TCA 520	6	30	100	5	25	10	50	50	± 11	NU	DA	0/+70	IPRS
BM 3900A/B		10	200		0,8		0,5	20	± 18	DA	NU	0/+70	ICCE
*ROB 8161	4	100	700	5	25	5	9	± 9	± 10	NU	DA	0/+70	ICCE
*ROB 3080	5	500	5000	8	96	2	50	50	± 18	NU	NU	0/+70	ICCE

ROB101T este primul AO de precizie realizat în țară, la care tensiunea de decalaj la intrare se corectează prin tehnica diodelor fuzibile. El poate înlocui dispozitivele de tip 101 în toate aplicațiile, oferind un spor de performanțe de intrare sub aspectul preciziei.

BA 108/308/108A/308A sint AO de precizie fabricate în tehnologie superbeta, compatibile terminal-cu-terminal cu dispozitivele

de tipul 101. Caracteristicile lor de intrare deosebite permit utilizatorilor realizarea unor aplicații inabordabile cu AO de uz general (sumatoare de precizie, repetitoare de tensiune de precizie, amplificatoare cu eșantionare și memorare etc.).

ROB07 este unul dintre cele mai bune AO de precizie realizate în tehnologie bipolară standard pe plan mondial. Tensiunea de decalaj la intrare și coeficien-

ti sau de temperatură se corectează în timpul testării pe placchetă prin tehnica diodelor fuzibile la valori care elimină practic necesitatea unor ajustări externe. Circuitul este recomandat în construirea convertoarelor A/D și D/A, a amplificatoarelor cu eșantionare și memorare, în aplicații care necesită zgomot redus etc.

ROB115 este un AO de mare viteză, recomandat în construirea

GENERATOR 1 kHz

MIHAI SPIRESCU

generatoarelor de funcții, a convertoarelor A/D rapide, a amplificatoarelor video și în general în orice aplicație de bandă largă.

TCA520 este un AO de mare viteză, de consum redus (5 mW la o tensiune de alimentare de 5 W), realizat în tehnica UNICIP. Tensiunea de zgomot echivalentă redusă îl recomandă în construirea de aparatură portabilă audio.

BM3900A/3900B sînt AO de tip NORTON. Spre deosebire de AO uzuale, AO de tip Norton au la intrare un etaj diferențial de curent, care permite abordarea de aplicații suplimentare. Aria lor de aplicații cuprinde amplificatoare de curent alternativ, filtre active RC, generatoare de funcții, tehnometre, porți logice de niveluri înalte și joasă frecvență.

Pentru viitor, ICCE anunță introducerea în fabricația a încă două tipuri de AO:

ROB8161 este un AO de uz general, de consum redus, capabil să furnizeze la ieșire curenți de 70 mA, realizat în tehnica MONOCIP. Circuitul poate fi folosit pentru comanda directă a releelor, pentru pilotarea directă a etajelor de putere în contratimp etc.

ROB3080 este un AO de transconductanță. Parametrii săi de intrare, transfer și consum se programează cu ajutorul unui rezistor extern. Printre aplicațiile sale deosebite se numără amplificatoarele cu câștig controlat, multiplexoare analogice, multiplicatele, amplificatoarele cu eșantionare și stocare.

AO, potrivit unei aplicații dorite, se alege cu ușurință consultînd un ghid de selectare (tab.1). Pentru a înlocui AO de proveniență străină cu produse autohtone, în tabelul 2 se prezintă liste de echivalențe.

Generatorul prezentat are un consum redus, oferă o sinusoidă bună, la o tensiune de alimentare cît mai mică, cu un nivel de ieșire mare, pe o rezistență de sarcină relativ scăzută. În cazul nostru acest generator este alimentat chiar dintr-o baterie de 1,5 V.

Bobinele L1 și L2 pot fi montate chiar lîngă TR1, astfel că tot montajul nu va cuprinde un loc mai mare de 40 x 60 x 50 mm. În ceea ce privește schema, ea este extrem de simplă și nu mai are nevoie de comentarii.

Montajul poate funcționa și pe

alte frecvențe, prin schimbarea condensatoarelor C1 și C2, iar nivelul poate să mai fie crescut din rezistențe (mărindu-le) pînă la dublul valorilor actuale. Între-rupătorul K1 poate fi chiar una din pozițiile liber ale comutatorului multisetului.

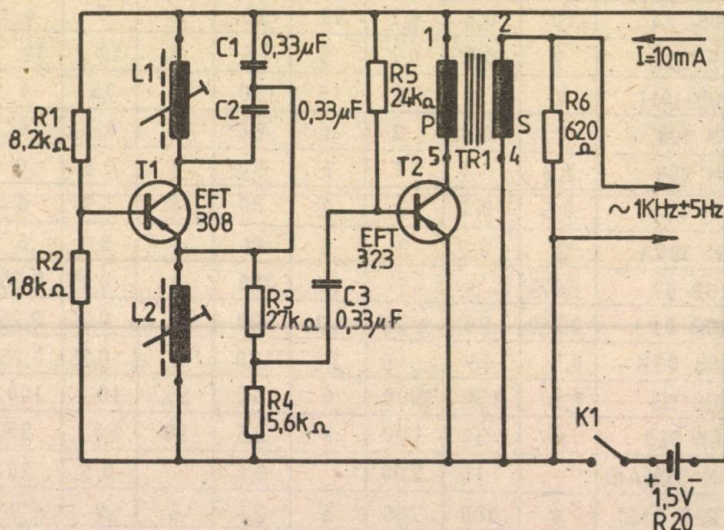
TR1 1 ÷ 5 = 300 sp./0,15 CuL

2 ÷ 4 = 200 sp./0,2 CuL

Tole montate întrețesute permaloy de joasă frecvență

L1 = oală ferită A1850/Ø22 350 sp./0,11 CuL

L2 = oală ferită A1850/Ø22 500 sp. 0,11 CuL.



MOS-EET

MOS-FET		V _{DB} V _{SB}	V _{DS}	P _{tot} at T _{amb}		± I _{GSS}	± I _{G1-SS} ± I _{G2-SS}	I _{DSS}	-V(P)GS -V(P)G1-S	y _{fs} f = 1 kHz	C _{rs}
		V	V	mW	°C	max. pA	max. nA	mA	V	min. mA/V	typ. fF
BF960*	SOT-103	—	20	225	75	—	100	4-20	< 3,5	9	25
BF981*	SOT-103	—	20	225	75	—	100	4-25	< 2,5	10	25
BFR29	TO-72	30	—	200	25	10	—	10-40	< 4	6	< 700
BFR84*	TO-72	—	20	300	25	—	10	20-55	1,5-3,8	12	30
BFS28	TO-72	—	20	200	25	—	1	—	—	8	25

TESTER GENERATOR

Ing. CRISTIAN CARNUȚU

Montajul servește la verificarea și reglarea aparatelor radio stereo. Avantajul față de montajele clasice constă în faptul că se utilizează semnalul de 19 kHz produs de postul de emisie, ceea ce face ca reglajul să se realizeze în aceleași condiții ca și audia reală. Tranzistorul T_1 este un oscilator pe o frecvență audio (2 000 Hz) care nu este critică pentru funcționarea montajului. Tranzistorul T_2 funcționează ca repetor. Acest semnal de 2 kHz se va auzi în difuzoare în timpul reglajului.

La intrarea montajului se intro-

duce semnalul multiplex de la ieșirea demodulatorului din aparatul de radio. Semnalul-pilot de 19 kHz este extras de circuitul integrat PLL tip $\beta E565$. Oscilatorul intern al circuitului PLL funcționează pe frecvența de 76 kHz. Această frecvență este aplicată prin tranzistorul T_1 la două divizoare de frecvență conținute în CDB473, care generează frecvențele de 38 kHz și 19 kHz.

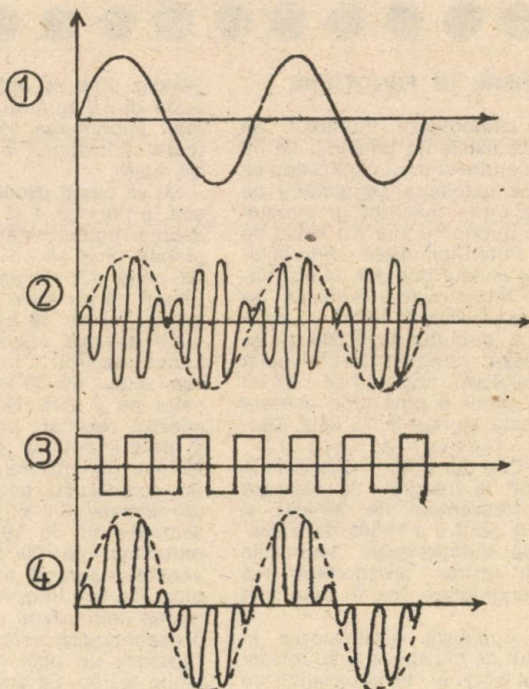
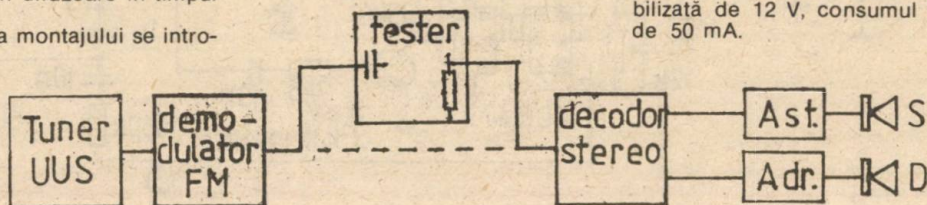
Semnalul de 19 kHz este trimis la circuitul PLL pentru comparația cu semnalul de la intrare. Același semnal de 19 kHz este trimis printr-un divizor rezistiv la ieșirea generatorului pentru a servi ca semnal-pilot. El va avea aceleași frecvență și fază cu semnalul postului de emisie radio.

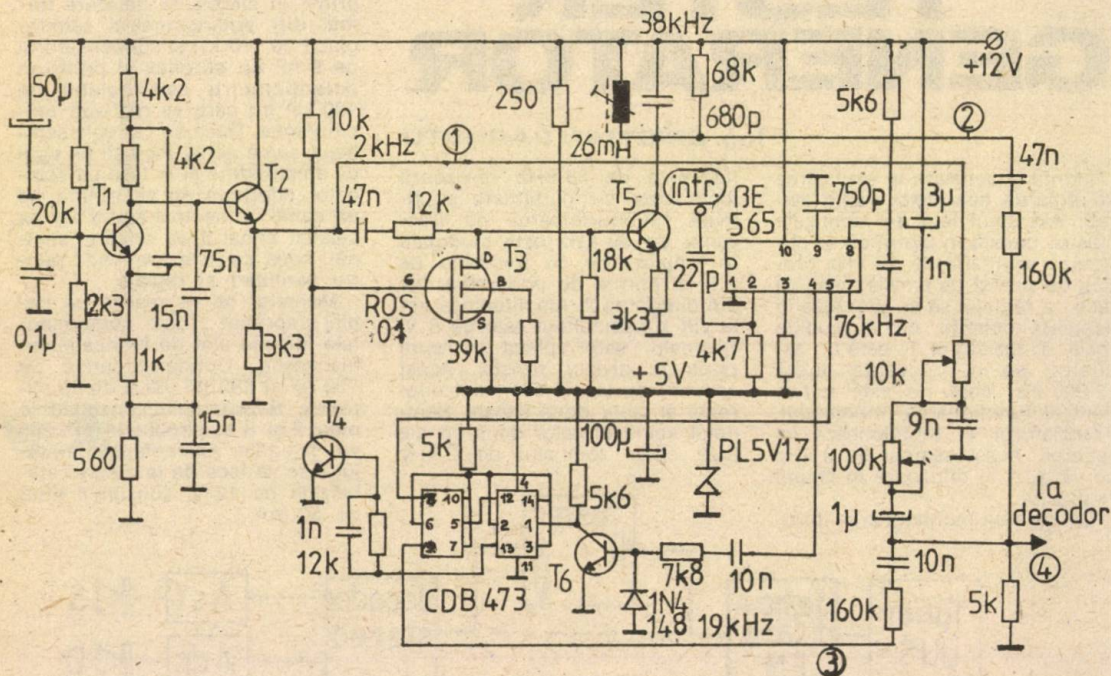
Semnalul de 38 kHz este folosit ca subpurtătoare. Prin intermediul lui T_1 semnalul de 38 kHz este aplicat pe grila tranzistorului cu efect de câmp T_2 . Pe drena lui T_2 se aplică semnalul de 2 kHz.

Tranzistorul cu efect de câmp T_2 împreună cu T_1 , care are în colector un circuit acordat pe

(forma de undă din diagrama 1). Semnalul sumă se aplică la ieșire printr-un circuit de defazare format din potențiometru semireglabil de 10 k Ω și condensatorul de 9 nF cu stiroflex și printr-un potențiometru semireglabil de 100 k Ω cu care se reglează amplitudinea. Dacă se va regla semnalul sumă astfel încât să fie egal ca amplitudine și în fază cu semnalul diferență se va obține pe un canal un semnal audio, iar pe celălalt canal lipsa oricărui semnal, ceea ce este avantajos pentru verificări și reglaje.

Montajul se va realiza pe cablaj imprimat. Toate componentele folosite sînt de fabricație românească. Condensatoarele de 750 pF și 680 pF vor fi de tip stiroflex. Rezistențele conectate la pinii 2 și 3 ai circuitului $\beta E565$ vor fi egale. Alimentarea montajului se va face de la o sursă stabilizată de 12 V, consumul fiind de 50 mA.





PUNERE ÎN FUNCȚIUNE

Se alimentează montajul. Se verifică existența tensiunii de +5 V. Cu ajutorul unui osciloscop se verifică existența semnalului de 2 kHz care, măsurat în punctul 1, are o amplitudine vîrf la vîrf de 4 V. Potențiometrele semireglabile și miezul bobinei se poziționează într-o poziție mediană. Se măsoară frecvența liberă de oscilație a circuitului $\beta E565$ și se ajustează condensatorul cuplat la pinul 9 sau rezistența de $5.6\text{ k}\Omega$ de la pinul 8 pînă cînd această frecvență ajunge la 76 kHz. Teoretic frecvența este $f_0 = 1/3.7\text{ CR}$, dar practic diferă de la integrat la integrat. Se măsoară apoi frecvențele de 38 kHz și 19 kHz pentru a vedea dacă divizoarele funcționează. Semnalele de la ieșirea divizoarelor sînt dreptunghiulare (ca în diagrama 3).

Se cuplează osciloscopul în punctul de măsură 2 și se rotește miezul bobinei de la circuitul de

38 kHz pînă se obține forma de undă din diagrama 2. Se va urmări suprimarea totală a purtătoare (tensiunea în „noduri” să fie nulă).

Se va cupla osciloscopul la ieșire în punctul 4 și se va acționa asupra potențiometrelor semireglabile pînă se va obține forma de undă din diagrama 4. Se va urmări ca punctele de minim ale sinusoidei de 38 kHz să fie aliniate pe axa orizontală cît mai exact posibil. Înfășurătoarea semnalului de 38 kHz este semnalul de 2 kHz. După obținerea acestui rezultat, potențiometrele și miezul bobinei se fixează. La ieșirea generatorului se obține un semnal cu amplitudinea de aproximativ 0.2 V, însoțit de un semnal-pilot de 19 kHz cu amplitudinea de 20-30 mV. După aceste operații montajul este gata pentru folosire. Pentru reglarea unui aparat de radio se va proceda după cum urmează. Se captează un post de radio care emite stereo. Se desface legătura

dintre demodulatorul MF și decodorul stereo (reprezentată punctat în figură) și se intercalează testerul. Dacă aparatul este bine reglat, într-un difuzor se va auzi un semnal de 2 kHz, iar în celălalt nu se va auzi nimic. Dacă semnalul se aude în ambele difuzoare, se vor regla inductanțele din decodor pînă ce semnalul va fi minim într-un difuzor și maxim în celălalt (potențiometrul de balans va sta pe poziția de mijloc). După aceasta se va regla potențiometrul semireglabil din decodor astfel încît semnalul de pe un canal să dispară complet. În final se deconectează testerul și se reface legătura normală între demodulator și decodor. Folosind montajul descris s-a obținut o foarte bună separare a canalelor la toate tipurile de aparate de radio.

8038

GENERATOR de FUNCȚII

Circuitul integrat ICL8038 (INTERSIL) este unul dintre cele mai cunoscute generatoare de funcții. El este realizat în capsulă dual-in-line cu 14 pini, cu următoarea configurație:

- 1 și 12 — reglarea distorsiunii semnalului sinusoidal;
- 2 — ieșirea de semnal sinusoidal;
- 3 — ieșirea de semnal triunghiular;
- 4 și 5 — reglarea factorului de umplere;
- 6 — plusul sursei de alimentare (simetrică sau asimetrică);
- 7 — intrarea pentru modulație de frecvență;
- 8 — controlul frecvenței prin tensiune;
- 9 — ieșirea de semnal dreptunghiular;
- 10 — condensatorul de stabilire a frecvenței;
- 11 — minusul sursei de alimentare (pentru sursă simetrică) sau masa (pentru sursă asimetrică);
- 13 și 14 — neconectate.

Înainte de a trece la prezentarea caracteristicilor acestui circuit integrat, se atrage atenția că valoarea limită absolută a tensiunii de alimentare este de 30 V (pentru sursă asimetrică) sau ± 15 V (pentru sursă simetrică).

AURELIAN LĂZĂROIU

Gama temperaturilor de lucru este cuprinsă între $0^{\circ}\text{C} \dots +70^{\circ}\text{C}$ pentru capsulele de plastic și între $-55^{\circ}\text{C} \dots +125^{\circ}\text{C}$ pentru capsulele ceramice.

CARACTERISTICI ELECTRICE

Tensiunea de alimentare $10 \dots 30$ V ($\pm 5 \dots \pm 15$ V)
Curentul de alimentare $12 \dots 20$ mA
Domeniul de frecvență $1 \text{ mHz} \dots 1 \text{ MHz}$

Excursia de frecvență (MF) 100 kHz

Domeniul de baleiaj $1000:1$

Liniaritatea $0,1\%$

Deriva frecvenței cu temperatura $50 (<100) \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$

Deriva frecvenței cu tensiunea de alimentare $0,05\%/V$

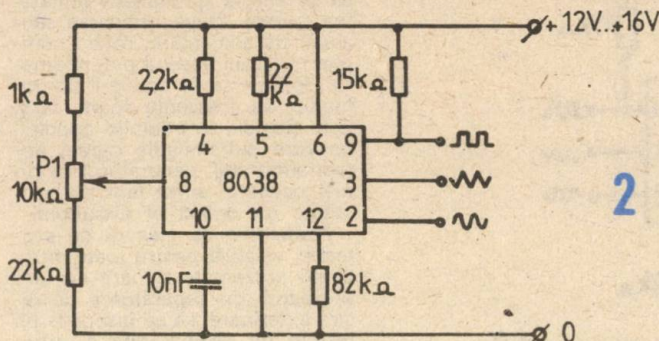
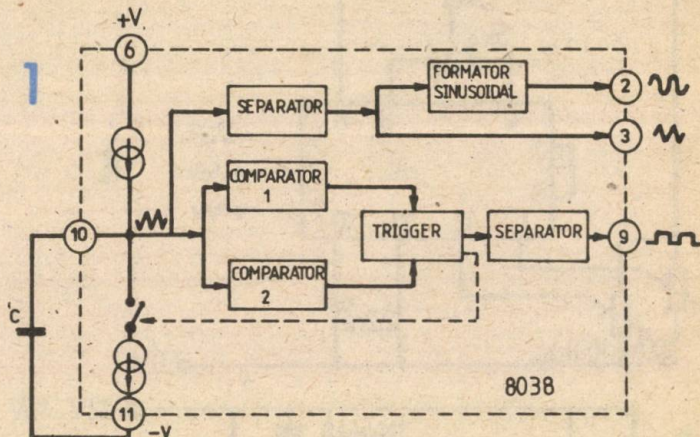
Factor de distorsiune armonică $0,25 \dots 1,5\%$

Impedanța de ieșire 200Ω

Tensiunea semnalului sinusoidal $2,5 \text{ V rms}$

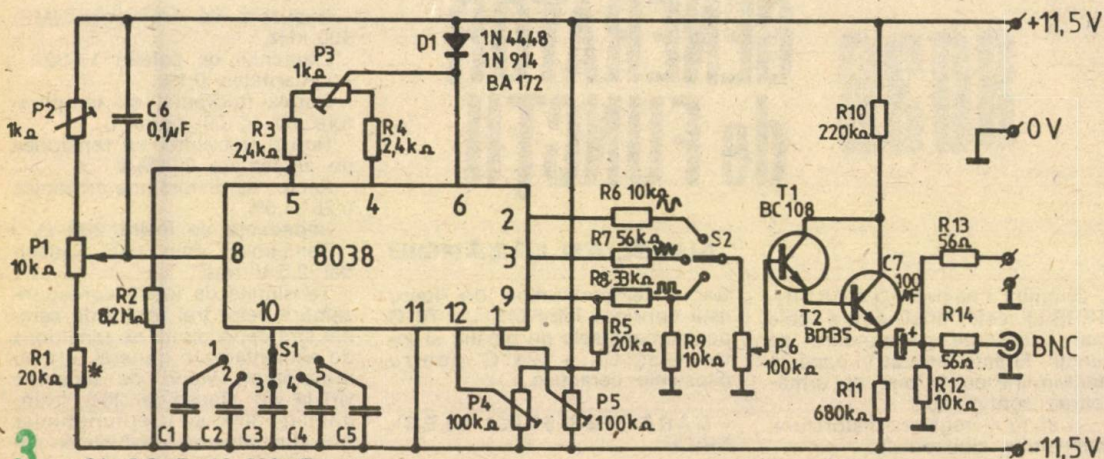
Tensiunile de ieșire corespunzătoare celor trei forme de semnal sînt dependente de tensiunea de alimentare; în general, ele au următoarele valori de tensiune vîrf la vîrf: sinusoidal 20% , triunghiular 30% și dreptunghiular 90% din valoarea tensiunii de alimentare a generatorului. Cele trei forme de semnal sînt furnizate simultan.

Circuitul integrat ICL8038, produs de firma INTERSIL, este disponibil în cinci variante marcate prin două litere suplimentare



inscrise după numărul de cod: AC, AM, BC, BM și CC. Caracteristicile menționate mai sus corespund variantei AC, considerată a fi cea mai bună. Alte firme care produc acest circuit integrat folosesc alt cod de marcare a variantelor. În figura 1 este prezentată schema bloc a generatorului de funcții 8038.

Cele două surse de curent constant încarcă și descarcă condensatorul C; deoarece curentul de încărcare este egal cu cel de descărcare, tensiunea la bornele condensatorului C este practic triunghiulară. Valoa-

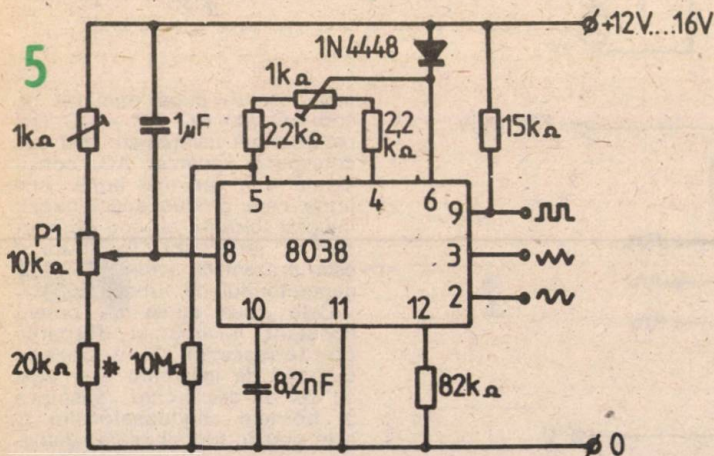
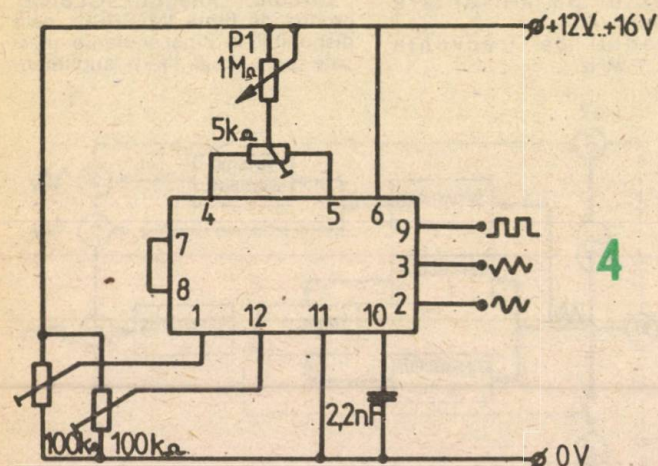


rea capacității C determină periodicitatea procesului de încărcare/ descărcare și, implicit, frecvența semnalului triunghiular. Prin intermediul a două comparatoare și a unui trigger, semnalul triunghiular este convertit în semnal dreptunghiular. Transformarea semnalului triunghiular în semnal sinusoidal se face printr-un formator realizat cu 16 tranzistoare (opt dublete pnp și npn) în configurație de atenuator cu praguri decalate, care formează sinusoida din opt tangente.

APLICAȚII. Cel mai simplu generator de funcții realizabil cu circuitul integrat 8038 este prezentat în figura 2; schema este utilă pentru testarea rapidă a acestui circuit.

Alimentat la o tensiune de 12...16 V, generatorul trebuie să furnizeze la pinii 2, 3 și 9 semnal sinusoidal, triunghiular și dreptunghiular. Se va avea în vedere că, înainte de aplicarea tensiunii de alimentare, potențiometrul P1 să se afle la aproximativ jumătatea cursei. După aplicarea tensiunii de alimentare, rotind complet cursorul acestui potențiometru, trebuie să fie acoperit un domeniu de frecvențe foarte larg. Este posibil, în anumite condiții, ca spre extremitățile cursei potențiometrului, generatorul să nu mai oscileze; acest fapt nu constituie un defect al circuitului.

Reamintim ca măsură de protecție, valabilă pentru toate montajele prezentate și care nu sunt prevăzute cu separatoare de ieșire exterioare, să se inserieze pe ieșirile de semnal cite o rezis-



tență de 1 k Ω , pentru a evita scurtcircuitarea lor la masă. Schema unui generator de funcții complet este prezentată în figura 3.

Generatorul acoperă un domeniu de frecvențe cuprins între 1 Hz și 700 kHz, divizat în cinci subdomenii repartizate astfel: 1 Hz — 70 Hz; 10 Hz — 700 Hz; 100 Hz — 7 kHz; 1 kHz — 70 kHz; 10 kHz — 700 kHz. Selectarea acestor subdomenii se face prin comutarea condensatoarelor C1—C5. Dacă este necesară o frecvență mai mică de 1 Hz, se va conecta pe o poziție liberă a comutatorului S1 un condensator a cărui capacitate va fi determinată proporțional față de valoarea lui C1; este necesară și mărirea capacității condensatoarelor C6 și C7. La frecvențe înalte, circuitul generează semnale cu formă normală și amplitudine constantă pînă la aproximativ 100 kHz; la frecvențe peste 300 kHz, forma și amplitudinea semnalelor sînt afectate (aceste limite de frecvențe depind de varianta circuitului).

La generatorul prezentat s-a ales ca limită superioară frecvența de 700 kHz, pentru a putea realiza alinierea amplificatoarelor de frecvență intermediară ale radioreceptoarelor, acordate pe 455—465 kHz; la aceste frecvențe semnalul sinusoidal nu prezintă deformări inadmisibile pentru această utilizare.

Tensiunile celor trei ieșiri de semnal sînt egalizate prin divizoarele formate de rezistențele R6, R7, R8, R9 și potențiometrul P6. Acesta din urmă are și rolul de a regla amplitudinea semnalului de ieșire. Selectarea formei de semnal se face prin intermediul comutatorului S2. Urmează un repetor pe emitor cu tranzistoarele T1 și T2 în conexiune Darlington. Din emitorul lui T2, prin intermediul rezistențelor de distribuție R13 și R14, au fost prevăzute două ieșiri de semnal: una este folosită pentru cuplarea cu aparatul analizat, iar cealaltă pentru măsurarea precisă a frecvenței cu un frecvențmetru digital.

Semireglabilul P2 fixează limita inferioară a subdomeniilor de frecvență, iar P3 reglează simetria semnalelor; acest reglaj se va face pe semnal triunghiular, prin vizualizarea pe oscilo-

scop. Semireglabilele P4 și P5 servesc la reglarea formei semnalului sinusoidal în scopul obținerii unui factor minim de distorsiune armonică; pentru circuitul integrat 8038 CC, factorul de distorsiune armonică este cuprins între 0,75% și 1%.

Generatorul este alimentat de la o sursă simetrică stabilizată de $\pm 11,5$ V/100 mA.

Înainte de punerea în funcțiune pentru reglare, se poziționează toate potențiometrele și semireglabilele la mijlocul cursei. Se alimentează generatorul și se măsoară, cu ajutorul unui osciloscop, tensiunea pe pinii 2, 3 și 9, care trebuie să aibă următoarele valori vîrf la vîrf: 4 V (sinusoidal), 6,5 V (triunghiular) și 20 V (dreptunghiular). Pentru verificarea etajului de ieșire, se rotește potențiometrul P6 la maximum; tensiunea la borna de ieșire trebuie să fie de 4 V vîrf pentru oricare dintre cele trei forme de semnal.

REGLARE. Înainte de a trece la etalonarea celor cinci subdomenii de frecvență, este necesar să se regleze mai întîi simetria, deoarece acest reglaj afectează frecvența. În acest scop se pune comutatorul S2 pe poziția de mijloc; pe ecranul osciloscopului, conectat la ieșire, se vizualizează un semnal triunghiular a cărui simetrie se reglează din P3. Pentru delimitarea subdomeniilor de frecvență se fixează comutatorul S1 în poziția 3 și potențiometrul P1 în poziția de sus (spre plusul sursei de alimentare). Din semireglabilul P2 se fixează limita inferioară a domeniului, respectiv 100 Hz. În cazul în care condensatoarele C1—C5 au fost

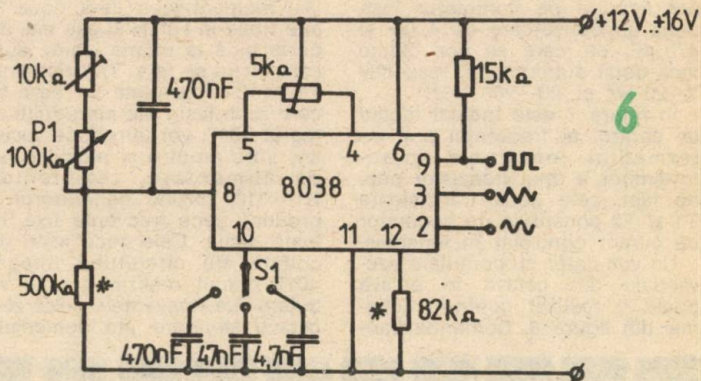
selectate cu toleranță foarte mică, reglajul se menține pentru toate cele cinci subdomenii de frecvență. În final se face reglajul distorsiunii armonice; se comută S2 pe poziția sinusoidal, cu osciloscopul cuplat la ieșire. Din reglajul coordonat al semireglabilelor P4 și P5 se obține distorsiunea minimă. Pentru un reglaj eficient și pentru stabilirea exactă a factorului de distorsiune armonică, este necesară o punte de măsurat distorsiuni.

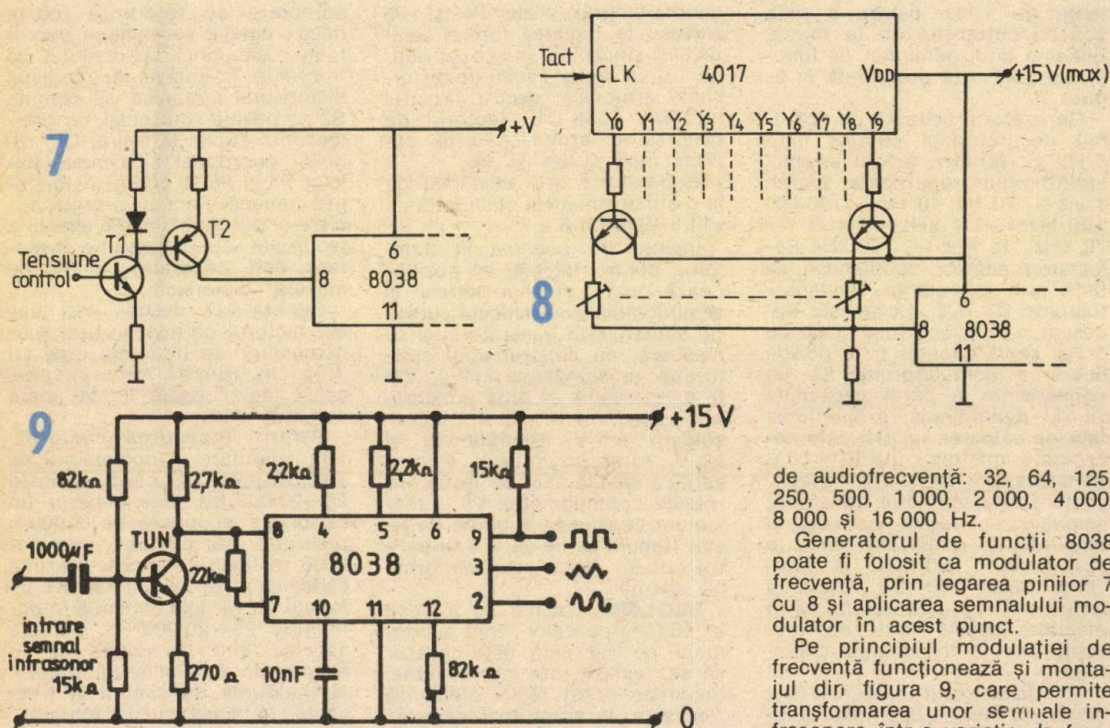
Generatorul descris mai sus are factorul de acoperire al subdomeniilor de frecvență egal cu 70:1. În funcție de aplicație, acest factor poate fi mai mare sau mai mic.

Pentru acoperirea continuă, fără comutare, a domeniului de audiofrecvență, cuprins între 20—20 000 Hz, este necesar un factor de acoperire de 1 000:1, realizabil cu circuitul integrat 8038. În figurile 4 și 5 se prezintă schemele a două generatoare de funcții cu variație continuă în domeniul 20—20 000 Hz. Aceste scheme sînt prezentate și cu scopul de a familiariza cititorul cu modulele de control al frecvenței la acest circuit integrat.

Acoperirea domeniului 20—20 000 Hz se face în mod continuu, prin intermediul helipotensiometrului P1, fără comutarea condensatorului din circuitul pinului 10. (Acest condensator va fi termostabil și cu toleranță redusă.)

Un generator simplu care acoperă domeniul de audiofrecvență 20—20 000 Hz prin trei subdomenii cu factor de acoperire 10:1 este prezentat în figura 6. Datorită factorului de acoperire mic și





folosirii unui potențiomtru multitudine (de la selectoarele recep-toarelor de televiziune) pentru controlul frecvenței, se obține o precizie foarte mare în selectarea frecvenței dorite. Un asemenea generator este indicat, în primul rând, pentru reglarea și acordul filtrelor.

Prin intermediul comutatorului S1 sînt selectate subdomeniile de frecvență: 20—200 Hz; 200—2 000 Hz; 2—20 kHz. Pentru extinderea domeniului de frecvență al acestui generator, se pot adăuga pe comutator încă două condensatoare de 4,7 μ F și 470 pF, cu care se vor obține încă două subdomenii, respectiv 2—20 Hz și 20—200 kHz.

În figura 7 este indicat modul de control al frecvenței prin intermediul joncțiunii colec-tor-emitor a unui tranzistor pnp; de fapt, cele două tranzistoare T1 și T2 constituie un generator de curent controlat în tensiune.

Un volubulator cu comutare secvențială din octavă în octavă poate fi realizat conform sche-meii din figura 8. Comanda tran-

zistoarelor folosite ca întrerupă-toare care introduc în circuitul pinului 8 rezistențe de diferite valori se poate face secvențial prin intermediul unui numărator decadic cu ieșirile decodate de tip CMOS 4017 (de exemplu MMC4017). Acest numărător are, în mod normal, cele zece ieșiri în stare LOW.

La aplicarea tactului, prima ieșire trece în HIGH, rămînînd în această stare pînă la următorul front pozitiv al impulsului de tact, cînd reiese în LOW; în ace-lași moment, cea de-a doua ieșire trece în HIGH și așa mai de-parte pînă la ultima ieșire, după care ciclul se reia. Tranzistoarele T1—T10, controlate în bază de cele zece ieșiri ale circuitului in-tegrat 4017, vor introduce succe-siv, între pinul 8 și plusul sursei de alimentare, rezistențele R1—R10, forțînd generatorul să producă zece frecvențe fixe, re-luate ciclic. Cele zece ieșiri de-codate ale circuitului integrat 4017 permit realizarea unui vo-lubulator pe frecvențele celor zece octave standard ale domeniului

de audiofrecvență: 32, 64, 125, 250, 500, 1 000, 2 000, 4 000, 8 000 și 16 000 Hz.

Generatorul de funcții 8038 poate fi folosit ca modulator de frecvență, prin legarea pinilor 7 cu 8 și aplicarea semnalului modulator în acest punct.

Pe principiul modulației de frecvență funcționează și monta-jul din figura 9, care permite transformarea unor semnale in-frasonore într-o variație de frec-vență a unui semnal audibil. În lipsa semnalului modulator pe baza tranzistorului T1, la ieșirea generatorului de funcții se obține un semnal cu frecvență fixă de aproximativ 500 Hz, pentru valo-rile indicate în schemă. În prezența semnalului la intrarea lui T1, semnalul de 500 Hz este mo-dulat în frecvență cu o profun-zime direct proporțională cu va-loarea tensiunii semnalului infra-sonor.

O aplicație interesantă a ace-s-tui montaj o constituie monitorizarea auditivă a unor procese oscilatorii de frecvență infrasonoră (de exemplu ritmul α)

CUADRIPOLI ECHIVALENȚI UNUI TRANZISTOR

Prof. MIHAI CORUȚIU

Un tranzistor poate fi reprezentat printr-un cvadripol echivalent ca în figura 1. Acest cvadripol are două circuite distincte: unul de intrare și altul de ieșire. În ambele circuite se poate aplica legea a doua a lui Kirchhoff, obținându-se relații matematice între mărimile electrice u_1 , u_2 , i_1 și i_2 .

CAZUL 1

Se aleg ca variabile independente curenții i_1 și i_2 . Legea a doua a lui Kirchhoff scrisă pentru cele două circuite este:

$$u_1 = z_{11}i_1 + z_{12}i_2 \quad (1)$$

$$u_2 = z_{21}i_1 + z_{22}i_2 \quad (2)$$

În relațiile 1 și 2 coeficienții „z” de diferiți indici (denumiți parametrii „z”) sînt de natura unor impedanțe. Vom arăta în continuare modul în care pot fi definiți acești coeficienți.

a) Parametrul z_{11}

Se consideră ieșirea cvadripolului ca fiind neconectată la o sarcină exterioară (se spune că ieșirea este „în gol”), deci $i_2 = 0$ (fig. 2). Din relația 1 se obține:

$$u_1 = z_{11}i_1, \text{ de unde } z_{11} = (u_1/i_1)_{i_2=0} \quad (3)$$

Parametrul z_{11} reprezintă impedanța de intrare (u_1/i_1) cînd circuitul de ieșire este în gol ($i_2 = 0$).

Acest parametru poate fi calculat măsurîndu-se u_1 și i_1 cînd $i_2 = 0$.

b) Parametrul z_{12}

Se consideră intrarea în gol, deci $i_1 = 0$ (fig. 3). Din relația 1 se obține:

$$u_1 = z_{12}i_2, \text{ de unde } z_{12} = (u_1/i_2)_{i_1=0} \quad (4)$$

Parametrul z_{12} reprezintă impedanța de transfer în sens invers (reacție) cînd circuitul de intrare este în gol. Acest parametru poate fi calculat măsurîndu-se u_1 și i_2 cînd $i_1 = 0$.

c) Parametrii z_{21} și z_{22}

În mod asemănător se pot determina impedanțele z_{21} și z_{22}

folosindu-se montajele arătate în figurile 4 și 5. Relația 2 ne permite să scriem:

$$z_{21} = (u_2/i_1)_{i_2=0} \quad (5)$$

$$z_{22} = (u_2/i_2)_{i_1=0} \quad (6)$$

Parametrul z_{21} se numește impedanța de transfer în sens direct (transmisie) cînd circuitul de ieșire este în gol. Acest parametru poate fi calculat măsurîndu-se u_2 și i_1 cînd $i_2 = 0$.

Parametrul z_{22} se numește impedanța de ieșire cînd circuitul de intrare este în gol. Acest parametru poate fi calculat măsurîndu-se u_2 și i_2 cînd $i_1 = 0$.

Trebuie precizat că definițiile date pentru parametrii z sînt valabile numai din punct de vedere alternativ. Menționăm că această precizare se referă și la definițiile parametrilor y și h, care sînt date în continuare.

CAZUL 2

Se aleg ca variabile independente mărimile u_1 și u_2 . Legea a doua a lui Kirchhoff aplicată celor două circuite (de intrare și de ieșire) se scrie astfel:

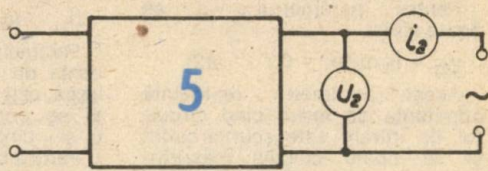
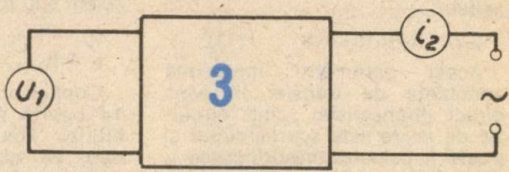
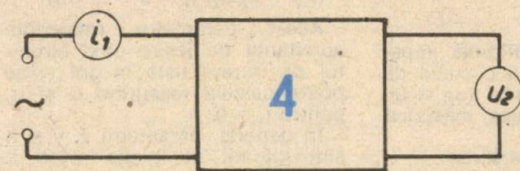
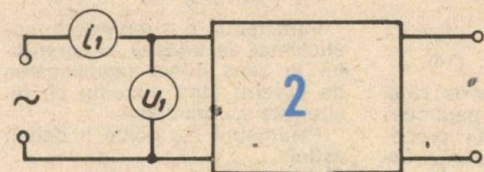
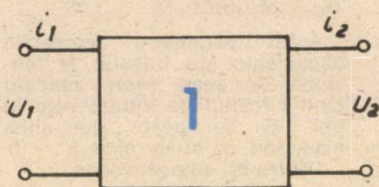
$$i_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_2 \quad (7)$$

$$i_1 = y_{11}u_1 + y_{12}u_2 \quad (8)$$

În relațiile 7 și 8 coeficienții y de diferiți indici (denumiți parametrii y) sînt de natura unor admitanțe (inversul unei impedanțe). Definirea parametrilor y se face folosind același procedeu ca și cel folosit în cazul parametrilor z. Astfel:

$$y_{11} = (i_1/u_1)_{u_2=0} \quad (9)$$

Parametrul y_{11} reprezintă admitanța de intrare cînd circuitul de ieșire este scurtcircuitat. Acest parametru se poate calcula măsurîndu-se i_1 și u_1 cînd $u_2 = 0$.



STABILIZATOR AUTOPROTEJAT

Ing. HARALAMB GORDUNA

Sursa stabilizată descrisă în continuare prezintă două caracteristici utile pentru un alimentator de laborator: 1) tensiunea de ieșire este reglabilă de la 0 V fără a se folosi o sursă de tensiune auxiliară și 2) este prevăzută cu un circuit de protecție la supracurent de blocare, cu rearmare manuală.

În figura 1 este prezentată o schemă simplificată. Sursa este construită în jurul unui circuit integrat de tipul 723, preferabil în capsulă TO 116 (DIL 14) deoarece la această variantă este accesibil în exterior anodul diodei Zener D_z . În cazul utilizării unui circuit în capsulă metalică (TO 100), este necesară adăugarea unei diode Zener de 6,2 V.

Stabilizatorul [1] este liniar, cu reacție, în configurație serie. Se remarcă folosirea tranzistorului T din circuitul 723 în conexiunea emitor comun, spre deosebire de cazul uzual, când este

utilizat ca repetor.

Tensiunea de ieșire, în funcție

de poziția cursorului potențometrului P (parametrul a), este:

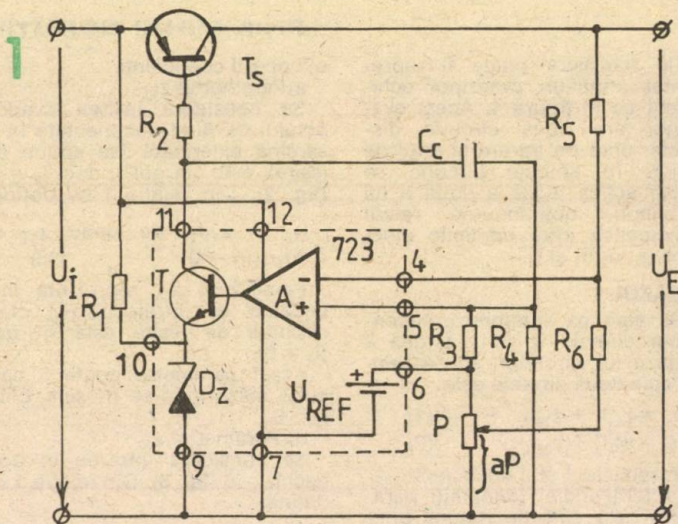
$$U_E(a) = (1 - a) \frac{R_4}{R_3} U_{REF}$$

$$0 \leq a \leq 1, \text{ dacă } \frac{R_3}{R_4} = \frac{R_6}{R_5} \text{ și } R_6 \gg P.$$

$$\text{Rezultă: } U_{Emin} = U_E(1) = 0$$

$$U_{Emax} = U_E(0) = \frac{R_4}{R_3} U_{REF} \quad (1)$$

$$\text{Impunem } R_3 = R_6, R_4 = R_5.$$



Pentru y_{12} se poate scrie:

$$y_{12} = (i_1/u_2)u_1 = 0 \quad (10)$$

Parametrul y_{12} reprezintă admitanța de transfer în sens invers (reacție), când circuitul de intrare este scurtcircuitat. Acest parametru se poate calcula măsurându-se i_1 și u_2 când $u_1 = 0$.

Parametrul y_{21} se definește astfel:

$$y_{21} = (i_2/u_1)u_2 = 0 \quad (11)$$

Acest parametru reprezintă admitanța de transfer în sens direct (transmisie), când circuitul de ieșire este scurtcircuitat și poate fi calculat măsurându-se i_2 și u_1 când $u_2 = 0$.

Pentru parametrul y_{22} se poate scrie:

$$y_{22} = (i_2/u_2)u_1 = 0 \quad (12)$$

Acest parametru reprezintă admitanța de ieșire când circuitul de intrare este scurtcircuitat și se poate calcula măsurându-se i_2 și u_1 când $u_2 = 0$.

du-se i_2 și u_2 când $u_1 = 0$.

CAZUL 3

În practică, de cele mai multe ori, se aleg ca variabile independente intensitatea curentului de la intrarea cvadripolului i_1 și tensiunea de la ieșire u_2 . În acest caz, relațiile între mărimile menționate la început pot fi scrise sub forma:

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \quad (13)$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \quad (14)$$

Coefficienții h din relațiile 13 și 14 poartă numele de parametri hibridi. Folosind același procedeu, se obține pentru h_{11} următoarea definiție:

$$h_{11} = (u_1/i_1)u_2 = 0 \quad (15)$$

Parametrul h_{11} reprezintă impedanța de intrare când circuitul de ieșire este scurtcircuitat ($u_2 = 0$). El se poate determina măsurând u_1 și i_1 când $u_2 = 0$.

Pentru h_{12} se poate scrie:

$$h_{12} = (u_1/u_2)i_1 = 0 \quad (16)$$

Acest parametru reprezintă coeficientul de transfer al tensiunii (în sens invers, reacție) când circuitul de intrare este în gol. El se poate determina măsurând u_1 și u_2 când $i_1 = 0$.

Pentru h_{21} se poate scrie:

$$h_{21} = (i_2/i_1)u_2 = 0 \quad (17)$$

Parametrul h_{21} reprezintă coeficientul de transfer al curentului în sens direct (amplificarea de curent) când circuitul de ieșire este scurtcircuitat.

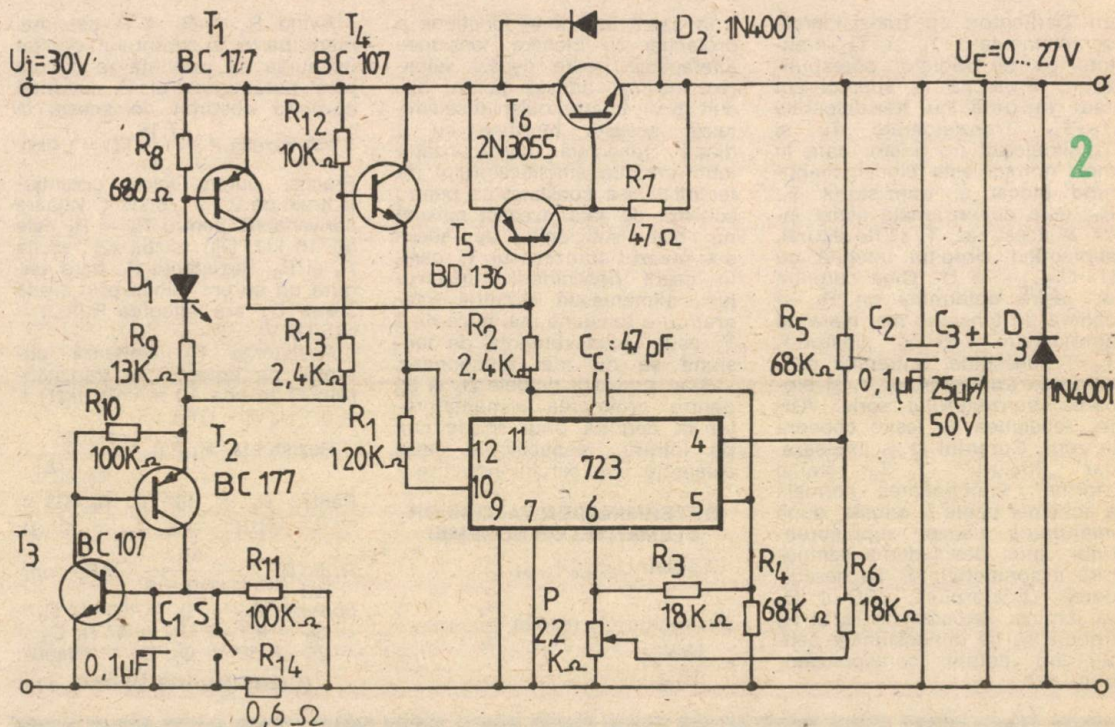
Parametrul h_{22} poate fi definit astfel:

$$h_{22} = (i_2/u_2)i_1 = 0 \quad (18)$$

Acest parametru reprezintă admitanța de ieșire când circuitul de intrare este în gol și se poate calcula măsurând i_2 și u_2 pentru $i_1 = 0$.

În general, parametrii z, y și h sînt mărimi complexe avînd o

TENNIUM ALMANAH 1988



tensiunea de referință disponibilă la pinul 6 al circuitului integrat are valoarea 7,15 V și este

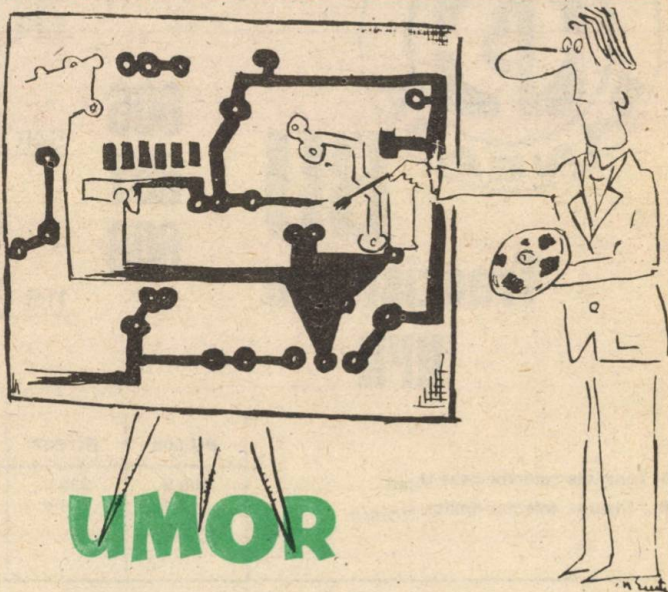
stabilizată cu temperatura. Compensarea în frecvență se face, neuzual, cu un condensator de

cca 47 pF între pinii 5 și 11. Schema completă este dată în figura 2. Tranzistorul serie este

componentă activă și una reactivă. La frecvențe joase se poate considera că în cvadripol avem de-a face numai cu puteri active și că deci parametrii nu sînt influențați de variația frecvenței. În acest caz, parametrii z , y și h se vor înlocui cu componentele lor active.

Pentru tranzistoarele cu joncțiuni se folosesc aproape exclusiv parametrii h .

O dată cu creșterea frecvenței, capacitățile tranzistorului capătă o importanță din ce în ce mai mare și în acest caz este necesar ca parametrii cvadripolului echivalent să aibă o formă complexă.



UMOR

un Darlington cu tranzistoarele complementare T_5 și T_6 , montate pe un radiator corespunzător. Protecția la supracurent este realizată cu tranzistoarele T_1 – T_4 . Tranzistoarele T_2 și T_3 simulează un tiristor care în mod normal este blocat, menținând blocat și tranzistorul T_1 . R_{12} este dimensionată astfel încât, în acest caz, T_4 să fie saturat, alimentând circuitul integrat cu $U_1 - U_{CEsat T_4} \approx U_1$. Când curentul de ieșire determină pe R_{14} o cădere de tensiune mai mare de aproximativ 0,65 V, „tiristorul” T_3 – T_2 deschide, antrenând deschiderea tranzistorului T_1 și blocarea tranzistorului serie. Astfel, tensiunea de ieșire coboară la zero. Curentul I_E se anulează, dar „tiristorul” T_2 – T_3 rămâne „aprins”. Funcționarea normală a schemei poate fi reluată, după înlăturarea cauzei supracurentului, prin deschiderea temporară a contactului S. La deschiderea „tiristorului”, LED-ul D_1 va lumina. Rezistențele R_8 și R_9 trebuie să fie dimensionate pentru un curent corespunzător prin LED.

În cazul intrării în funcțiune a protecției cu blocare, tensiunea diferențială poate depăși valoarea maximă admisă pentru circuit (5 V). În mod obișnuit se limitează această tensiune cu o diodă conectată corespunzător între intrările amplificatorului diferențial. S-a constatat că pentru schema de față această măsură nu este suficientă, de aceea s-a revăzut tranzistorul T_4 care, în cazul deschiderii „tiristorului”, alimentează circuitul integrat cu o tensiune mai mică de 7 V, astfel încât referința de tensiune să nu mai funcționeze. S-au prevăzut diodele D_2 și D_3 pentru protejarea alimentatorului la apariția unui scurtcircuit pe intrare, respectiv în cazul existenței unei sarcini inductive.

DETERMINAREA VALORILOR ELEMENTELOR SCHEMEI

Se dau U_{Emax} , I_{Emax} .

$$\text{Din relația (1) rezultă } \frac{R_4}{R_3} = \frac{U_{Emax}}{U_{REF}} \quad (2)$$

Avind $R_6 = R_3 \ll P$, cea mai mare parte a curentului debitat de sursa de referință va circula prin potențiometrul P. Limitând curentul absorbit de acesta la

$$5 \text{ mA, rezultă } P \geq \frac{7,15}{5} \text{ kW} \approx 1,4 \text{ kW.}$$

Practic, putem folosi potențiometrele de 2,2 ... 5 kW. O valoare convenabilă pentru $R_6 = R_3$ este de 18 kW. Din relația (2) rezultă R_4 și R_5 . Rezistența R_1 , care asigură un curent minim prin dioda Zener D_2 , are valoarea $R_1[\text{k}\Omega] \approx \approx 5 U_1[\text{V}] - 31$.

Rezistența R_2 limitează curentul de colector al tranzistorului T la cca 10 mA: $R_2[\text{k}\Omega] = = 0,1 U_1[\text{V}] - 0,62$.

$$\text{Rezistența } R_{14}[\Omega] = \frac{0,65}{I_{Emax}[\text{A}]}$$

Pentru $R_8 = 680 \Omega$, $R_9[\text{k}\Omega] = = 0,5 U_1[\text{V}] - 1,6$, $R_{12} = 10 \text{ kW}$;

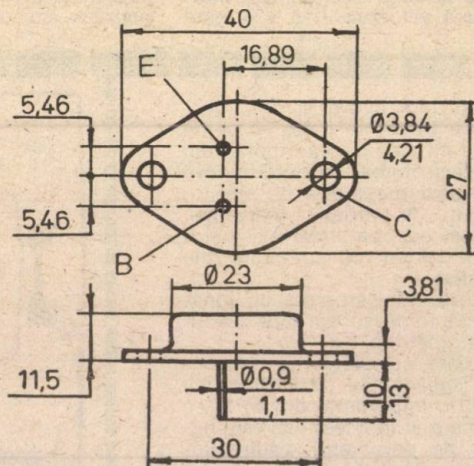
$$R_{13}[\text{k}\Omega] = \frac{60}{U_1[\text{V}] - 6} \cdot \text{Alte com-}$$

ponente: $R_{10} = R_{11} = 100 \text{ kW}$; $C_1 = = C_2 = 0,1 \mu\text{F}$; $R_7 = 47 \Omega$; $C_3 = = 25 \mu\text{F}/50 \text{ V}$; D_2 , $D_3 = 1\text{N}4001$;

(CONTINUARE ÎN PAG. 114)



606
607
608

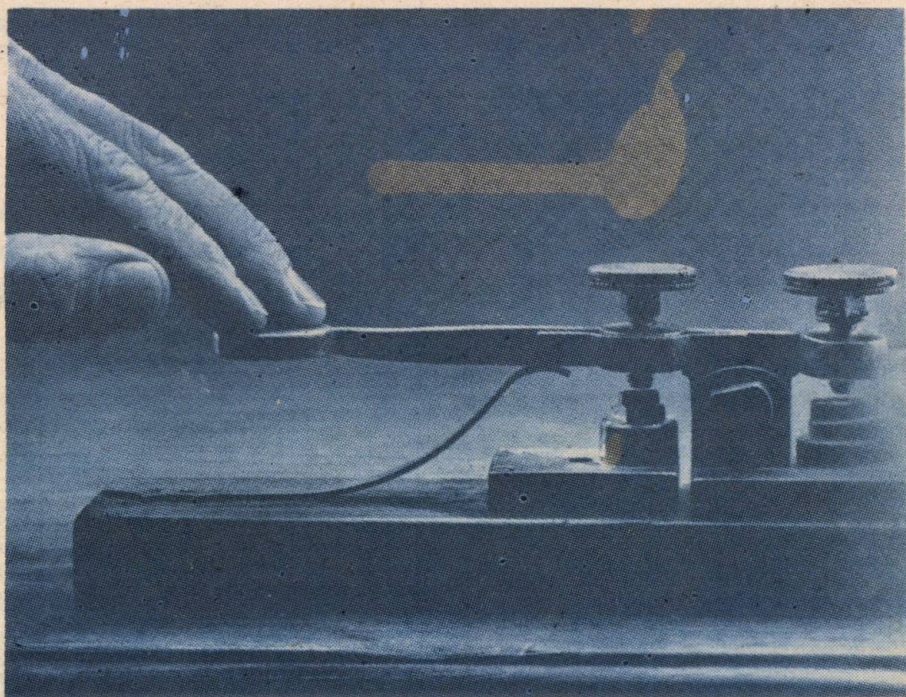


- Tensiune colector-bază U_{CBO}
- Tensiune colector-emitor U_{CESAT}

BU 606	BU 607	BU 608
400 V 1 V	330 V 1 V	400 V 1 V

- Comutație rapidă: $t_{off} < 0,8 \mu\text{s}$
- Tensiune înaltă: $V_{CBO} > 400 \text{ V}$
- Aplicație
- Etaje de ieșire pentru deflexie pe orizontală în receptoare TV

EQYQ



VFO cu mare stabilitate a frecvenței

Y03CO

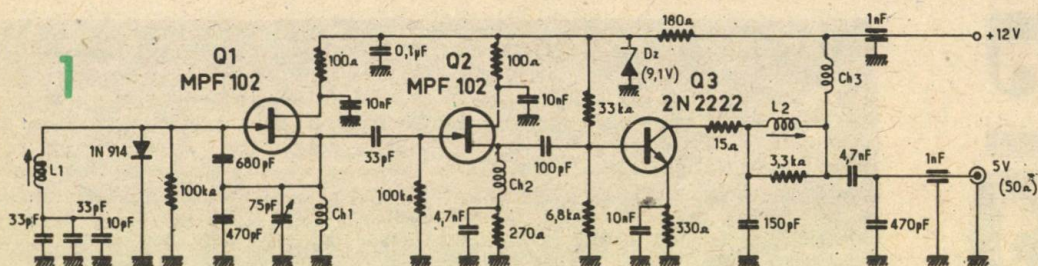
Se cunoaște din practică importanța VFO atât în receptor, cât și în emițător pentru un trafic de bună calitate și în special în performanță și DX. Realizarea unui VFO care să satisfacă cerințele și reglementările traficului de radioamatori este destul de dificilă, impunând constructorului experiență, componente electronice adecvate, multiple fiind cauzele care trebuie înlăturate, ca frecvența generată să fie stabilă în timp funcție de temperatură, tensiune de alimentare, schimbarea parametrilor componentelor.

O importanță deosebită o pre-

zintă în circuitul oscilant paralel inductanța, adică bobina care, în general, se confecționează pe o carcasă cu miez de ferită sau pe un tor. Ca să generăm 7 MHz trebuie prevăzută o capacitate de 500 pF la o inductanță de 1 μ H. Rezultă astfel că variații mici ale inductanței conduc la variații importante ale frecvenței. Aceste variații nu se datorează unor modificări mecanice ale bobinei, ci unor modificări ale materialului magnetic (miez). Chiar și modificări ale circuitului imprimat conduc la variații ale frecvenței de oscilație.

La un circuit oscilant serie inductanța poate fi de 4 μ H pentru aceleași variații de frecvență. Cel mai bine ar fi să se renunțe la miezurile magnetice și bobina să fie construită în aer, rigidă și de dimensiuni mari. Din considerente de gabarit se renunță la această soluție și atunci este indicat să folosim miezuri cu permeabilitate mică. Miezurile din materiale feroase sînt mult mai stabile ca feritele. Cele mai indicate ca suport-miez sînt torurile de ferocart care au o variație minimă a parametrilor funcție de temperatură, iar bobinajul trebuie rigidizat cu o vopsea care nu prezintă pierderi în RF (nitrolac).

În circuitele oscilante cel mai bine se comportă condensatoarele cu mică; condensatoarele variabile trebuie să aibă lamele robuste, rigide mecanic și să prezinte un Q ridicat. Tensiunea de alimentare nu trebuie să fie prea mare, în general 6,8—7,4 V, obținută prin stabilizare din tensiunea de 12 V. Această tensiune diminuează nivelul de ieșire al



oscilatorului, dar și temperatura joncțiunilor tranzistorului din etaj. Dacă folosim un FET sau MOSFET, vom asigura returnul porții (gate) către masă cu o diodă cu siliciu (catod la masă). În felul acesta se reglează tensiunea de polarizare și se limitează virfurile semialternanțelor pozitive, limitându-se transconductanța și reducând la minimum variațiile capacității interne a joncțiunii.

Acest efect se obține cu o simplă diodă 1N914 fiindcă, în absența unei rezistențe de autopolarizare în sursă, joncțiunea poartă-sursă tinde să se comporte ca dioda exterioară (dar nu ajunge exact la valoarea acesteia). Dar stabilitatea oscilațiilor nu depinde numai de etajul oscilator, ci și de sarcina acestuia care, provocând o variație a fazei, provoacă și o variație a frecvenței.

(URMARE DIN PAG. 112)

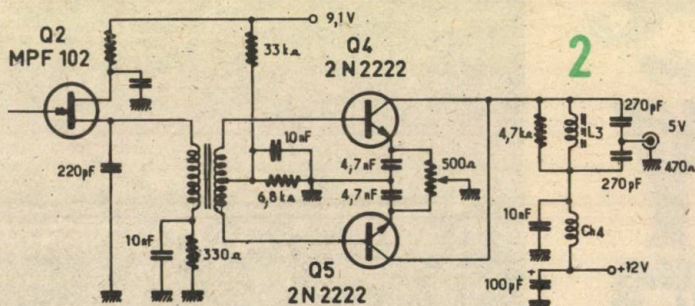
$T_1, T_2 = \text{TUP (BC177 etc.)}$; $T_3, T_4 = \text{TUN (BC107 etc.)}$; $T_5 = \text{BD136}$; $T_6 = \text{2N3055}$.

Tensiunea de ieșire va depăși $U_{E_{\max}}$ cu 2...3 V. Pentru circuitele $\beta A723$, ROB723 , $L146$, U_1 poate atinge 40 V, pentru $\beta A723C$ se va limita la 30 V. Pentru reglajul fin al tensiunii de ieșire se poate prevedea în serie cu potențiometru P o rezistență bobinată variabilă de 100 Ω . Rezistențele R_6, R_3 , respectiv R_4, R_5 , trebuie să fie cât mai bine împerecheate.

Valorile din figura 2 corespund unei tensiuni de ieșire reglabile între 0 și 27 V, la un curent maxim de 1 A.

BIBLIOGRAFIE:

1. Circuits, for electronics engineers, Wc. Graw-Hill, pag. 289, 290.
2. I. Ristea, C.A. Popescu — Stabilizatoare de tensiune, Editura Tehnică, București, 1983.



Acest neajuns se înlătură cuplând slab oscilatorul cu un etaj separator cu impedanță mare de intrare, practic folosind tot un tranzistor FET. Rezultate și mai bune se obțin dacă sînt folosite două separatoare, în care al doilea poate fi și un tranzistor bipolar în clasa A.

Ieșirea ultimului etaj este un filtru π pentru eliminarea armonicilor.

Un montaj care răspunde acestor deziderate apare în figura 1 și el generează semnal în plaja 7 000—7 300 kHz, cu o pronunțată stabilitate a frecvenței. Oscilatorul este compus dintr-un tranzistor cu efect de cîmp și bobina $L1$ în serie cu trei condensatoare (în paralel), din care cel de 10 pF are un coeficient de temperatură negativ.

Etajul separator este tip repetor pe sursă cuplat slab cu oscilatorul — 33 pF.

Șocurile $Ch1$ și $Ch2$ au fiecare cite 100 μH .

La ieșirea acestui etaj se găsește armonica a doua (14 MHz) atenuată cu 36 dB și armonica a treia (21 MHz) atenuată cu 45 dB. Aceste semnale se aplică tranzistorului 2N2222, care are la ieșire un filtru π . Bobina $L2$ este construită pe o carcasă cu diametrul de 8 mm (cu miez de ferită) și are 35 de spire CuEm 0,4. Rezistorul de 3,3 k Ω , în paralel cu $L2$, asigură stabilitatea etajului,

respectiv o impedanță fixă, reflectată în etajul oscilator.

Bobina $L1$ este construită din 45 de spire CuEm 0,4 bobinate pe un suport de ceramică sau de stăit cu diametrul de 12 mm, prevăzut cu miez.

De la acest VFO, făcînd modificarea din figura 2, se obține semnal de 14 MHz, deci etajul respectiv operează o dublare de frecvență.

În acest caz, tranzistorul $Q3$ din VFO dispăre, iar ieșirea lui $Q2$ se modifică, în sensul că în sursă se montează transformatorul $T1$ din secundarul căruia se excită bazele tranzistoarelor $Q4$ și $Q5$. Colectoarele acestor tranzistoare sînt legate împreună. Aceste tranzistoare funcționează în clasa C cu un randament foarte bun.

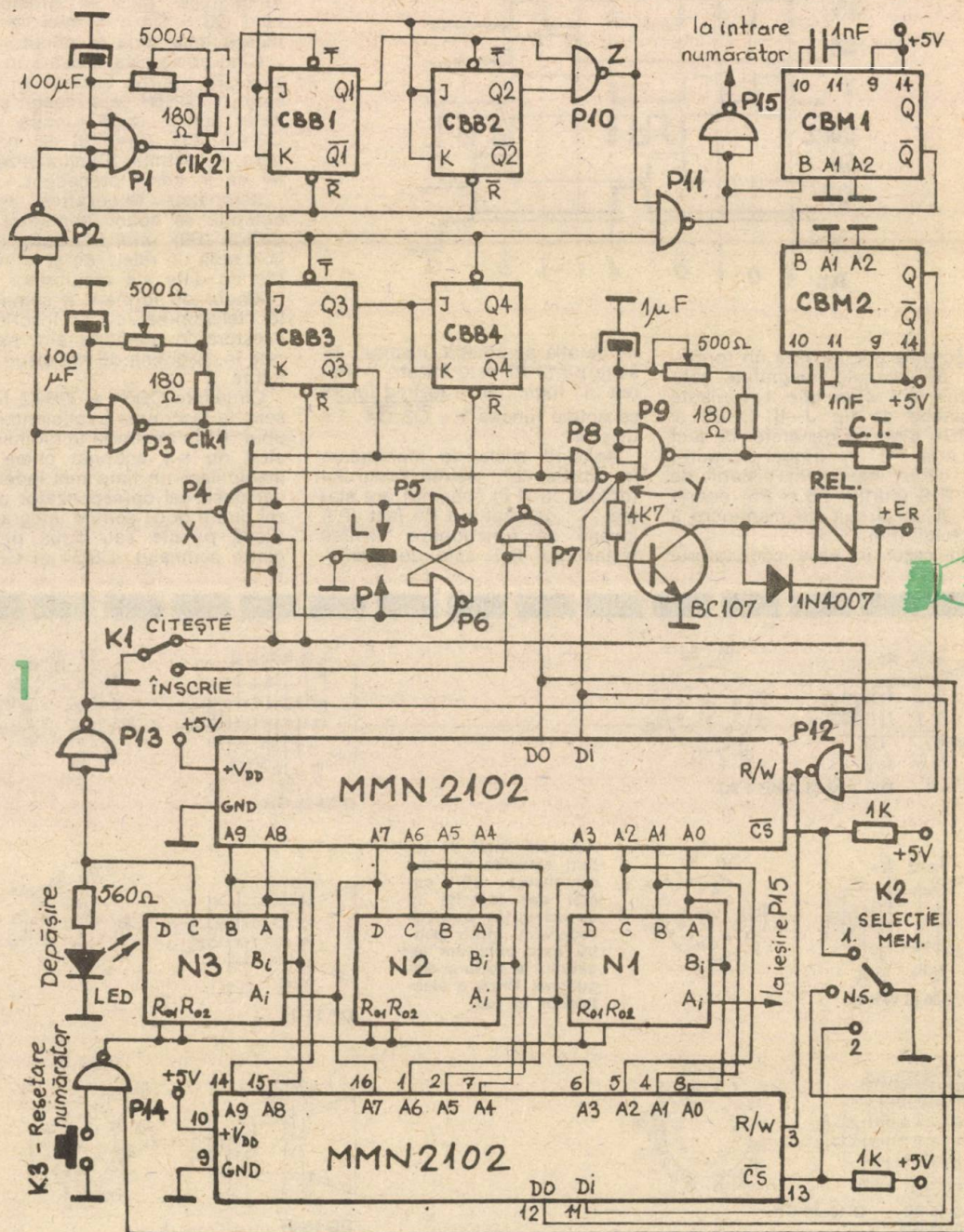
Potențiometru de 500 Ω din emitoare asigură simetria semnalelor de ieșire.

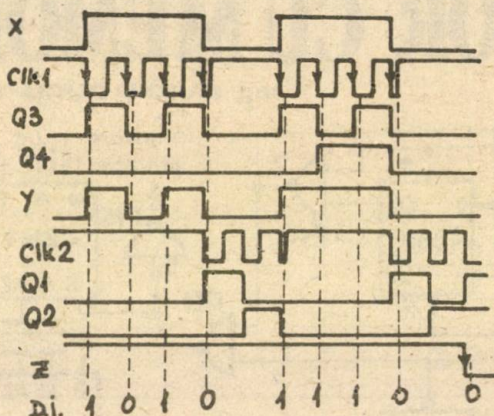
Bobina $L3$ are 14 spire CuEm 0,5 bobinate pe un tor. Tot pe tor este bobinat și transformatorul $T1$, care are în primar 23 de spire, iar în secundar 20 de spire cu priză mediană.

Montajul VFO pe 7 MHz are o derivă de 25 Hz în primele 30 de secunde, apoi variația frecvenței nu depășește cîțiva hertzi. Variația sarcinii între scurtcircuit și gol provoacă o variație a frecvenței de 40 Hz.

MANIPULATOR CU MEMORIE

Ing. OVIDIU CUCU-YOBDGW





2

Schema are la bază un formator de semnale telegrafice constituit din circuitele basculante bistabile de tip J-K CBB3 și CBB4, dintr-un generator de tact (poarta P3 — trigger-Schmitt), un circuit basculant bistabil de tip R-S (porțile P6 și P5) poarta P8 și un circuit de menținere a tactului (P4).

În cazul în care comutatorul

K1 se află pe poziția „înscriere”, ieșirea porții P7 este forțată în starea „1” logic, iar la ieșirea lui P8 se obține funcția $Y = Q3 \cdot Q4$. $1 = Q3 + Q4$.

Apăsând cheia de manipulare în poziția „L”, ieșirea porții P4 (notată cu X în schemă) are starea „1”, generatorul de tact (P3) începe să funcționeze. Ieșirea bistabilului R-S este de aseme-

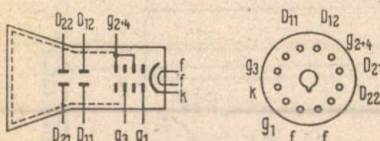
nea „1” și se obțin linii după funcția Y prezentată mai sus. Chiar dacă nu se acționează cheia de manipulare pe toată durata unei linii, tactul continuă să funcționeze pînă la momentul cînd $Q3 = Q4 = 1$, deci se formează linia pînă la sfîrșit.

Cînd cheia este apăsată în poziția „P”, ieșirea bistabilului R-S este „0”, CBB4 este resetat și se obțin puncte după funcția $Y = Q3 + 0 = Q3$. Circuitul de menținere a tactului funcționează la fel ca în cazul precedent.

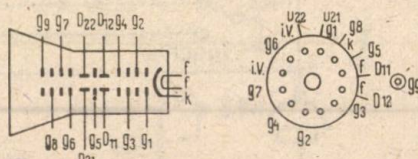
Semnalele telegrafice astfel obținute se aplică generatorului de ton (P9), unui tranzistor care comandă un releu, cît și la intrările de date ale memoriilor.

Modul de formare a semnalelor telegrafice, cît și înscirarea acestora în memorie sînt sugerate în diagrama de impulsuri din figura 2.

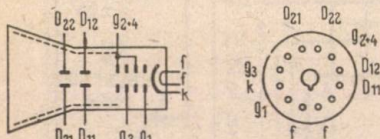
Circuitele CBB1 și CBB2 folosesc la înscirarea suplimentară a unui „0” în memorie în momentul cînd nu s-a acționat cheia de manipulare un timp mai îndelungat decît cel corespunzător pauzei dintre două semne telegrafice (două puncte sau două pauze dintre semnale). CBB1 și CBB2



DG 7-31 DG 7-32 (3 AMP 1 A)

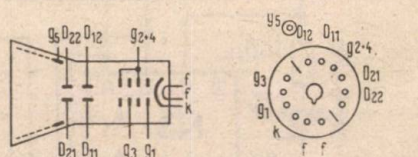


D 13-22 GH

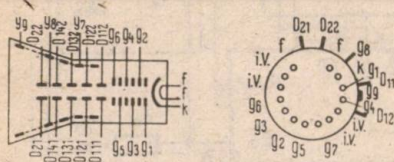


DG 7-36 (3 WP 1)

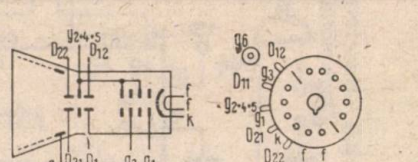
Aceste tipuri de tuburi catodice de mici dimensiuni sînt cel mai des folosite în construcția osciloscopelor, motiv pentru care publicăm legăturile la soclu și dispunerea fizică a electrozilor în tub.



DP 13-14



D 13-16 BE D 13-16 GP
D 13-16 GH



DG 13-54

sînt comandate de generatorul de tact (P1) care intră în funcțiune cînd $X=Q$. Cînd Q1 și Q2 devin ambele „1”, ieșirea Z a porții P10 trece în starea „0”, intrărilor J și K ale bistabilelor CBB1 și CBB2 li se aplică „0”. Cele două bistabile vor rămîne în această stare, fiind resetate în momentul acționării manipulatorului.

Adresele pentru memorii sînt generate de număratoarele binare N1÷N3, care sînt comandate de fronturile posterioare ale semnalului de tact de la ieșirea porții P3, cît și de fronturile posterioare ale semnalului obținut la ieșirea lui P10. În diagrama de impulsuri aceste fronturi ce determină schimbarea adresei sînt reprezentate cu săgeți. În momentul cînd se dă comanda de înscris în memorie ($R/W=0$), trebuie ca datele și adresele să fie deja stabilite. Acestui scop îi sînt destinate circuitele monostabile CBM1 și CBM2.

Cînd comutatorul K1 se află în poziția „citește”, ieșirea porții P4 este forțată în „1”, iar generatorul de tact P3 funcționează indiferent de poziția manipulatorului. În același timp este resetat

CBB3, rezultînd $\overline{Q3}=Q4=1$. La ieșirea lui P8 se obțin informațiile înscrise în memorie. Poarta P12 este invalidată, pentru a evita înscriserea în memorie.

Depășirea capacității memoriei este semnalizată de o diodă luminescentă conectată la ieșirea D a număratorului N3. În același timp se comandă oprirea generatorului de tact P3 și se invalidează poarta P12.

Selecția memoriilor se face cu ajutorul comutatorului K2.

Numărătorul se resetează prin apăsarea lui K3 sau cînd K2 se află în poziția N.S. (nu este selectată nici una dintre memorii).

Tensiunea de alimentare a tranzistorului (E_R) se alege în funcție de tipul releului folosit.

Frecvența generatoarelor de tact construite cu P1 și P3 se reglează cu un potențiometrul dublu de $2 \times 500 \Omega$ liniar. Se vor selecta cele două condensatoare de $100 \mu F$ astfel încît să aibă valori cît mai apropiate.

Folosirea a două generatoare de tact pare să complice lucrurile, însă determină o funcționare sigură și corectă. Dacă, de exemplu, s-ar fi adoptat o variantă cu un singur generator de

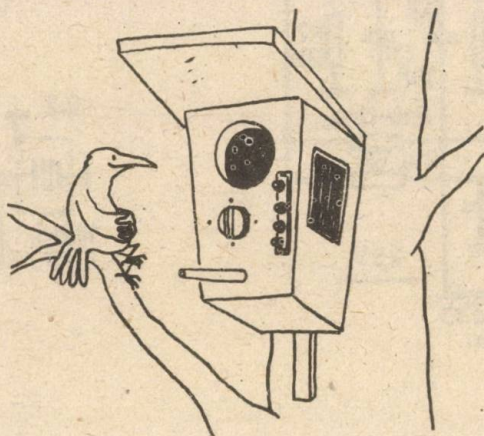
tact care să funcționeze continuu, atît pentru formarea semnalelor telegrafice, cît și pentru înscriserea pauzei dintre semne, ar apărea un timp mort între acționarea pîrghiei manipulatorului și primul front negativ al semnalului de tact, fapt care ar deranja.

Schema prezentată conține două memorii cu capacitatea de 1 024 de biți fiecare, de tipul MMN 2102, produse de Microelectronica. Se poate mări numărul acestora, în acest caz legîndu-se în paralel ieșirile și intrările corespunzătoare. Cu ajutorul comutatorului K2 se pune la masă intrarea CS a unei singure memorii, celelalte avînd $\overline{CS}=1$ cu ieșirea DO în starea „high Z” și intrările R/W și DI invalidate.

Ca traductor acustic al generatorului de ton se folosește o cască telefonică sau un difuzor cu impedanță mare.

Circuitele integrate sînt de următoarele tipuri: CDB473 = CBB1÷CBB4; CDB413 = P1, P3, P9; CDB400 = P2, P10, P11, P13... P15; CDB410 = P7, P8, P12; CDB430 = P4; CDB4121 = CBM1, CBM2; CDB493 = N1 ÷ N3.

UMOR



Rx ~ MF 2m

Ing. GEORGE PINTILIE, YO3AVE

Folosirea unor circuite integrate în componența receptoarelor de trafic conduce la simplificarea realizării acestora de către radioamatori. În receptorul prezentat în continuare s-au folosit două circuite integrate realizate de către I.P.R.S. — Băneasa, TDA 1046 și β M3189.

Aparatul este destinat recepționării semnalelor cu modulație de frecvență în banda de 2 m (144—146 MHz) și reprezintă o superheterodină cu dublă schimbare de frecvență.

Semnalele captate de antenă sint aplicate pe borna coaxială de la intrarea receptorului și

străbat un filtru de tipul „trece-bandă” format din inductanțele L1—L2 și condensatoarele trimmer de acord C1—C2. Amplificatorul de radiofrecvență este realizat cu un tranzistor de tipul BFY90. Se pot folosi și alte tranzistoare, cu parametri superiori, comparativ cu BFY90, în scopul îmbunătățirii factorului de zgomot al receptorului.

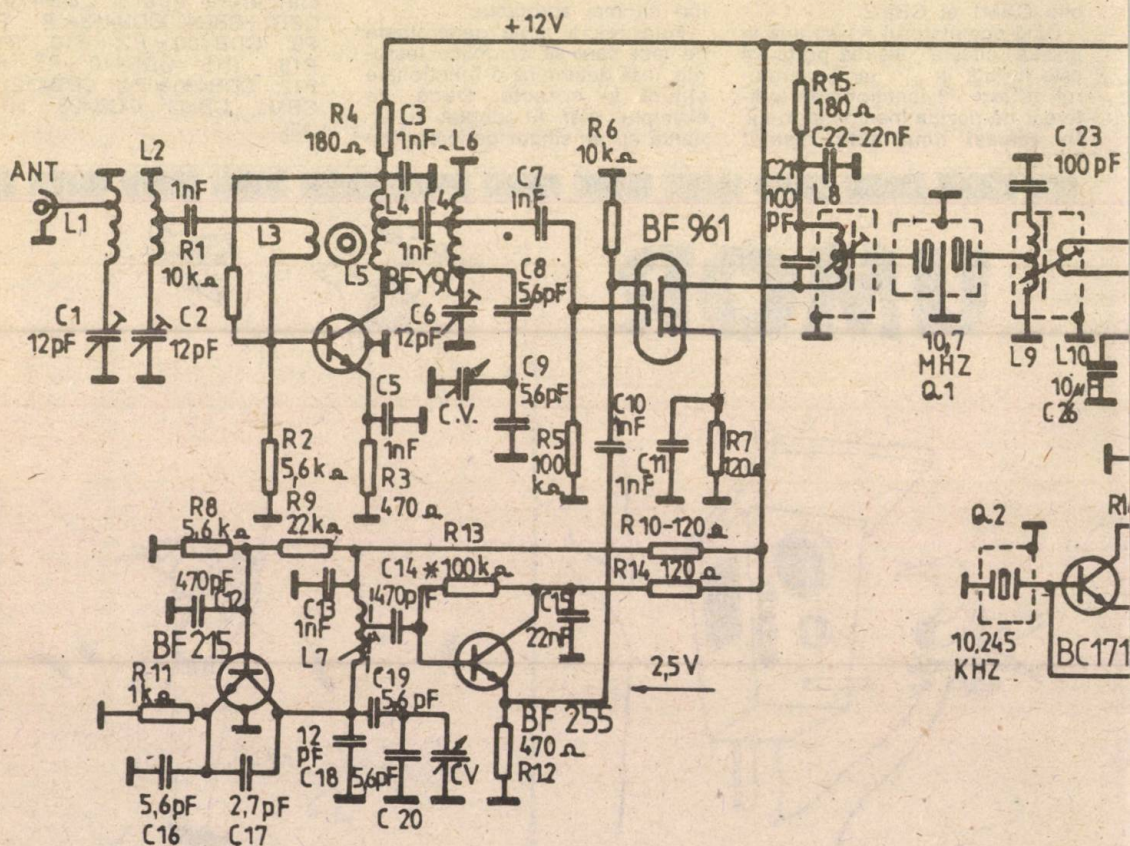
Amplificatorul de radiofrecvență este realizat într-un montaj neutrodinat, pentru care scop a fost folosit un dublu tor din ferită (de înaltă frecvență) de tipul celor folosite în unele televizoare ca adaptoare de impedență

300/75 Ω .

Semnalul de radiofrecvență cules de pe o priză a bobinei L2 se aplică pe baza tranzistorului BFY90 în serie cu înfășurarea L3, care înfășurare readuce în circuitul bazei o parte a semnalului amplificat; în antifază, realizând astfel neutrodinarea.

Semnalul amplificat de acest tranzistor este selectat de circuitul acordat L6—C6 și se aplică, în continuare, pe prima poartă a tranzistorului mixer de tipul BF961. Pe poarta a doua a acestui tranzistor este aplicat semnalul cu frecvența variabilă în limitele 133,3—135,3 MHz (VFO). VFO-ul este realizat cu tranzistorul BF215; semnalul generat, cules de pe o priză a bobinei L7, este aplicat tranzistorului separator BF255 (repetor pe emitor), după care se aplică pe poarta a doua a tranzistorului BF961.

La ieșirea primului mixer



TENNIUM ALMANAH 1988

(BF961) este conectat un filtru „trece-bandă” format din inducțanțele L8 și L9 împreună cu cristalul dublu Q1, acordat pe frecvența de 10,7 MHz. Acest filtru are o bandă de trecere de ordinul a 8,5 kHz (la 6 dB), avînd o neuniformitate în bandă de pînă la 1 dB în limitele de 6 kHz. Atenuarea la ± 15 kHz este de cel puțin 40 dB.

Semnalul cu frecvența de 10,7 MHz, cules de pe înfășurarea L10, se aplică pe intrarea amplificatorului din circuitul integrat TDA1046 (bornele 9—10). Acest circuit integrat îndeplinește rolul de amplificator al frecvenței de 10,7 MHz și de mixer, la ieșirea căruia se obține a doua frecvență intermediară de 455 kHz. Pentru obținerea acestei frecvențe, a fost nevoie de un oscilator pilotat cu cristal (Q2) realizat cu tranzistorul BC171. Frecvența de oscilație a acestui

cristal este de 10,245 MHz. Circuitul integrat TDA1046 are încorporat un circuit de reglaj automat al amplificării (RAA) cu un domeniu de 40 dB.

La ieșirea lui TDA1046 (borna 8) este conectat un filtru „trece-bandă” acordat pe frecvența de 455 kHz format din inducțanțele L11—L12 și condensatoarele de acord C30—C33. De la ieșirea acestui filtru (L13) semnalul se aplică pe intrarea circuitului integrat β M3189. Acest circuit integrat îndeplinește următoarele funcții: amplificator-limitator; detector de produs simetric și preamplificator audio cu distorsiuni mai mici de 0,1%; detector de nivel al purtătoarei care furnizează semnalul de RAS cu pragul de acționare al sistemului RAS programabil (cu potențiometrul trimer R26). De asemenea, conține un sistem de blocaj

reglabil (muting) cînd raportul semnal-zgomot este degradat. Acest reglaj se realizează cu potențiometrul R23.

Aparatul este prevăzut cu un indicator al nivelului semnalului cu un instrument cu sensibilitatea de 150 μ A.

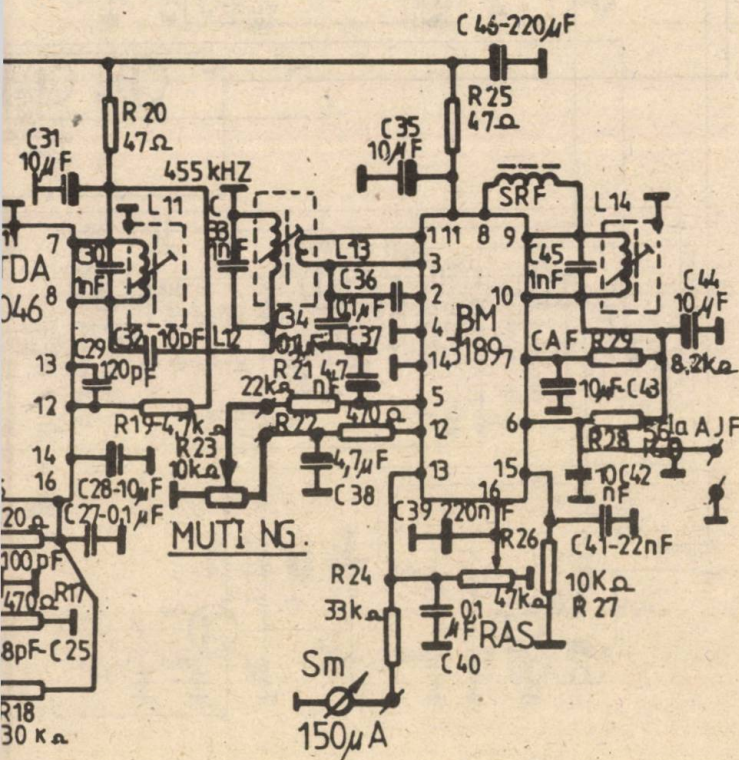
REALIZARE

Bobinele L1, L2 și L6 au câte 6 spire din conductor CuAg (cu diametrul de 1 mm) și sînt realizate fără carcasă, cu diametrul interior de 6 mm și cu un pas între spire de 1 mm. Distanța între L1 și L2 este de 2 mm și fiecare din ele are cîte o priză la 1,5 spire (numărînd dinspre capătul „rece” al înfășurărilor). Bobina L6 are priză la jumătate.

Bobinele L3, L4 și L5 sînt realizate pe un dublu tor din ferită; cum s-a precizat anterior, și conțin: L3 o spirală, L4 trei spire și L5 cinci spire. L4 și L5 sînt inseriate și realizate din conductor $\varnothing 0,5$ izolat cu vinilin.

L7 are 2,75 spire, cu priză la 0,5 spire din conductor CuEm $\varnothing 1$, și este realizată pe o carcasă din cele folosite în blocul de UUS de la receptorul „Gloria”. L8 și L9 au fiecare cîte 5+4 spire din conductor CuEm $\varnothing 0,18$ (5 spire spre capătul rece), iar L10 are 2 spire și sînt realizate pe suporturi și carcase folosite în transformatoarele de frecvență intermediară în receptoarele „Gloria”. Bobinele L11, L12 și L14 sînt identice între ele, conțin cîte 72 spire din conductor CuEm $\varnothing 0,1$ și sînt realizate pe același tip de carcasă ca și L8 și L9. Bobina L13 are 15 spire din același conductor. Șocul de radiofrecvență SRF conține 200 spire din conductor CuEm $\varnothing 0,1$ bobinate pe un bastonaș din ferită cu diametrul de 3 mm și lung de 15 mm.

Deoarece aparatul este prevăzut cu instrument indicator de cîmp, acordul diferitelor circuite se poate face pe maximum de indicație al acestuia, în special a circuitelor de intrare L1 și L2.



MOBIL 5

Transceiverul „Mobil 5” poate debita la emisie o putere de 5 W NBFM sau 2 W la purtătoarea AM în banda de 2 m.

La emisie partea de audiofrecvență are un etaj de intrare cu tranzistorul T13 (2N3819) ce prezintă o impedanță mare și control al amplificării prin potențiometrul. Urmează câteva etaje amplificatoare (T9, T10, T11) ce comandă dioda varicap BA110 pentru modulația de frecvență.

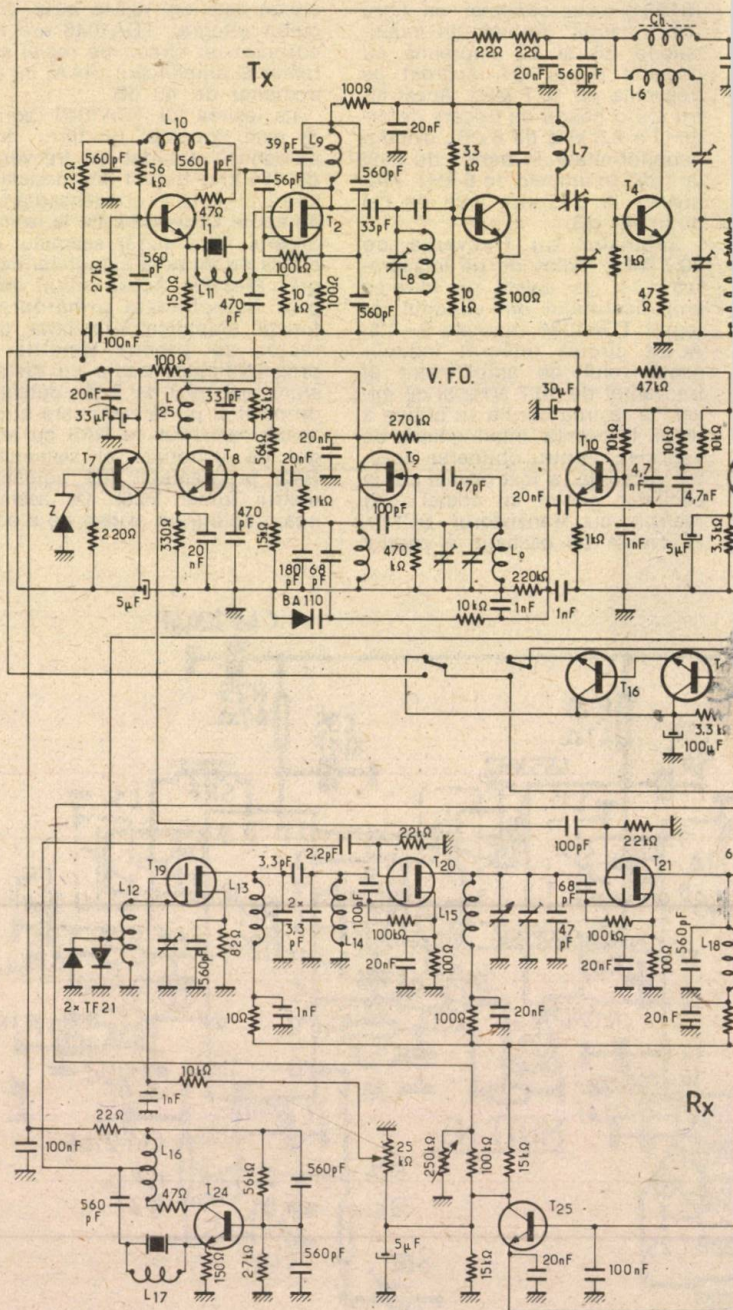
Tranzistoarele T16, T17, T18 în cuplaj direct asigură modularea în amplitudine a etajului final. Tranzistorul T16 este de tip AD161 și asigură un procentaj ridicat de modulare fără a depăși $m=1$; în același timp, exercită și o compresie a semnalului. Oscilatorul VFO are tranzistorul T9, un etaj separator T8 și un etaj stabilizator T7. VFO asigură la emisie și recepție acoperirea gamei 18,75 MHz–20,75 MHz. Separat T1 este un oscilator cu cuarț ce debitează 125,25 MHz (overtone). Semnalele de la T1 și T8 sînt aplicate tranzistorului T2 (MEM564C) la ieșirea căruia (pe L9) obținem 145 MHz. Cu VFO se poate baleia plaja 144–146 MHz.

La emisie în continuare, apar patru etaje amplificatoare (T3–T6), din care T3 și T4 sînt 2N918, T5 este 2N3866, iar T6 este BFS22A.

Receptorul este tip dublă schimbare de frecvență. Antena se aplică circuitului de intrare L12, unde, pentru protecție, sînt montate diodele TF21 (1N914).

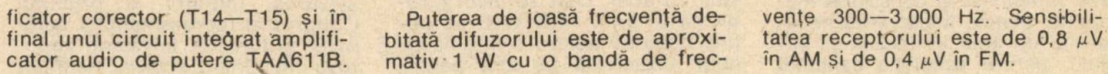
Primul etaj oscilator T24 furnizează 127 MHz (overtone). T20 primește cele două semnale și la ieșire oferă 17–19 MHz pe bobina L15, acordată pe 18 MHz. T21 este următorul mixer, pe care se aplică semnalul de la T20 și de la VFO și rezultă un semnal MF de 1,75 MHz.

T22 și T23, cu circuitele oscilante asociate, asigură selectivitatea întregului receptor și aplică semnalul diodei D2. Dioda D4 furnizează semnal de RAS (are rol și de emițător).



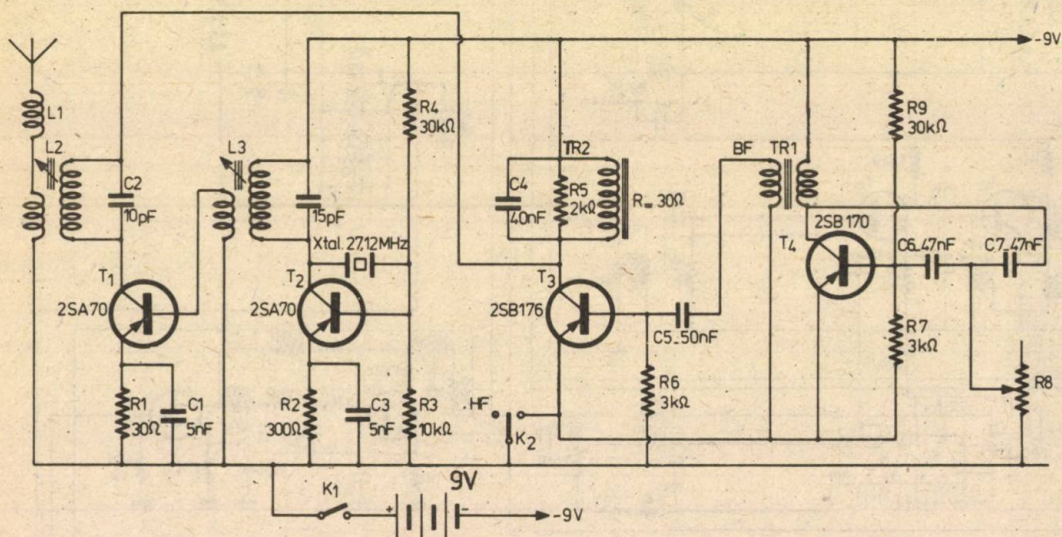
În lucru FM semnalul IF este aplicat circuitului integrat TAA350 cu rol de limitator-dis-

criminator completat cu D3. Joasa frecvență rezultată după detecție este aplicată unui ampli-



STAȚIE de TELECOMANDA

Montajul prezentat este o stație de telecomandă monocanal. Emițătorul se compune din două părți distincte: partea de audiofrecvență formată de oscilatorul cu tranzistorul T4 (2SB170, EFT353 etc.) și amplificatorul audio cu tranzistorul T3 (AC180), apoi partea de radiofrecvență T2 (EFT317, 2SA70). oscilator pilotat cu un cristal de cuarț, și etajul final modulat în



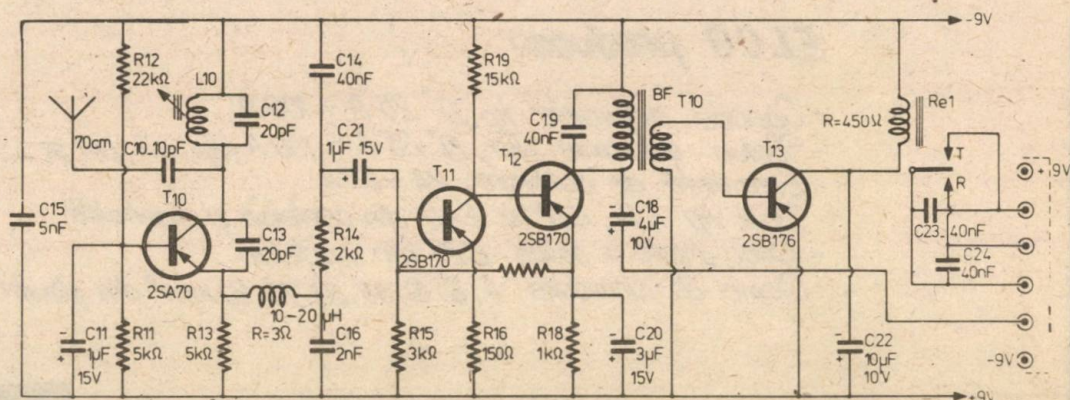
OAMENI de ȘTIINȚĂ

WATT, JAMES (1736-1819), tehnician, remarcabil inventator englez. A studiat proprietățile aburului. Curbele construite de el cu privire la dependența temperaturii vaporilor saturați, de presiune, sînt foarte apropiate de cele cunoscute în zilele noastre, bineînțeles considerate la același interval de presiune. Lucrînd la perfecționarea unui model de mașină cu abur cu pompă, Watt a dat la iveală o mașină cu abur de un tip principal nou. Așa cum reiese din patentele sale, Watt imaginase și construisese mijloacele pentru micșorarea necesarului de abur la mașină și, implicit, pentru scăderea cantității

de combustibil folosit. A studiat amănunțit procesul de expansiune a aburului în cilindrul mașinii și a construit în acest scop primul indicator, iar puțin mai tîrziu a obținut patentul pentru mașina cu abur cu detentă. Problemele pe care le ridica această nouă realizare (compensarea pierderii de putere ca urmare a detentei aburului în cilindrul cu același volum) le-a rezolvat cu ingeniozitate, construind un cilindru cu acțiune dublă. Acestuia i-au urmat noi perfecționări aduse mașinii cu abur, care au făcut posibil ca în anul 1784 Watt să obțină patentul pentru o mașină cu abur universală la care pentru

prima oară apare regulatorul centrifug. Această mașină universală, datorită economicității sale, a căpătat repede o largă răspîndire și a jucat un rol deosebit de important în trecerea spre marea producție mecanizată.

FRANKLIN, BENJAMIN (1706-1790), remarcabil om politic, diplomat, cunoscut savant american. Cu mai bine de 200 de ani în urmă, B. Franklin printr-o muncă perseverentă și neobosită, stăpînită de o adevărată sete de cunoaștere, a reușit să lase omenirii realizări care-i fac numele nemuritor. Fondator al mai multor societăți științifice și al unor gazete, al unor biblioteci publice, al Universității din Pennsylvania, inițiator al primului Congres al reprezentanților coloniilor și luptător înflăcărat împotriva menținerii sclaviei negrilor,



amplitudine, T1 (2SA70, EFT353).

Oscilatorul de audiofrecvență este de tip RC ce are în componență două condensatoare de 47 nF și potențiometrul R8 (50 kΩ) din care se face reglajul ca frecvența să fie de 1 000 Hz. Cuplajul cu etajul următor se face printr-un transformator de cuplaj de tipul celor folosite în receptoare tranzistorizate (o înfășurare secundară nu se folosește). Etajul cu tranzistorul T3 are ca sarcină primarul unui transformator TR2 (de ieșire de la radioreceptoare), la acest transformator nu se folosește înfășurarea pentru difuzor. Din colectorul tranzistorului T3 se ia semnal pentru eta-

jul final de radiofrecvență, realizându-se în felul acesta modularea de amplitudine. Puterea în antenă este de aproximativ 14 mW.

Bobinele de radiofrecvență se construiesc pe carcase din material plastic cu diametrul de 6 mm, prevăzute cu miez de ferită. Bobina L2 are în primar 10,5 spire, iar în secundar 7,5 spire CuEm 0,4.

Bobina L3 are în primar 14 spire, iar în secundar 4 spire cu aceeași sîrmă ca și L2. În regim de purtătoare etajul final consumă între 9 și 12 mA, iar etajul oscilator consumă 7 mA.

Receptorul este de tip super-reacție. Se știe că acest tip de

receptor, în lipsa semnalului de la emițător, produce un puternic zgomot, dar în cazul de față acest zgomot nu apare fiindcă emițătorul are purtătoare continuă, modularea apărînd numai cînd întrerupătorul K2 este acționat. Tranzistorul T10 este detectorul superreactiv, iar etajele T11 și T12 sînt amplificatoare de audiofrecvență. Etajul T13 este amplificatorul de putere (AC180) care acționează releul. Cuplajul între T12 și T13 se face cu un transformator de cuplaj de același tip ca și TR1 din emițător. Din colectorul lui T12, prin C18, semnalul de audiofrecvență poate fi ascultat în cască.

Franklin a fost în același timp și un excelent fizician.

De o deosebită popularitate s-au bucurat experiențele lui cu privire la electricitate. Este meritul lui de a fi explicat principiul de acțiune a buteliei de Leyda, de a fi introdus notarea corpurilor încărcate cu stări electrice contrare prin semnele + și -, de a fi construit „roata electrică”, care a însemnat descoperirea posibilității de a transforma energia electrică în energie mecanică.

Franklin a elaborat prima teorie generală cu privire la fenomenele electrice, a fost unul dintre pionierii cercetării electricității atmosferice, a dovedit natura electrică a fulgerului și a inventat paratrăsnetul.

A studiat, de asemenea, conductibilitatea termică, îndeosebi la metale, a făcut observații pri-

vind propagarea sunetului în apă, stabilind că viteza sunetului în acest mediu este mult mai mare decît în aer, a făcut o serie de invenții tehnice și perfecționări.

TESLA, NICOLA (1856-1943), om de știință iugoslav, inventator, eminent specialist în domeniul electrotehnicii și radiotehnicii. Este unul dintre creatorii electrotehnicii industriale. El a găsit o soluție genială în ce privește utilizarea curenților alternativi pentru nevoile electroenergetice; a proiectat și construit primul generator și primele motoare electrice trifazice, a creat un transformator rezonant de construcție specială necesar în transmiterea fără fir a undelor electromagnetice, a construit primul model al unei nave dirijate prin radio, fiind considerat pe merit părintele radiotelemecani-

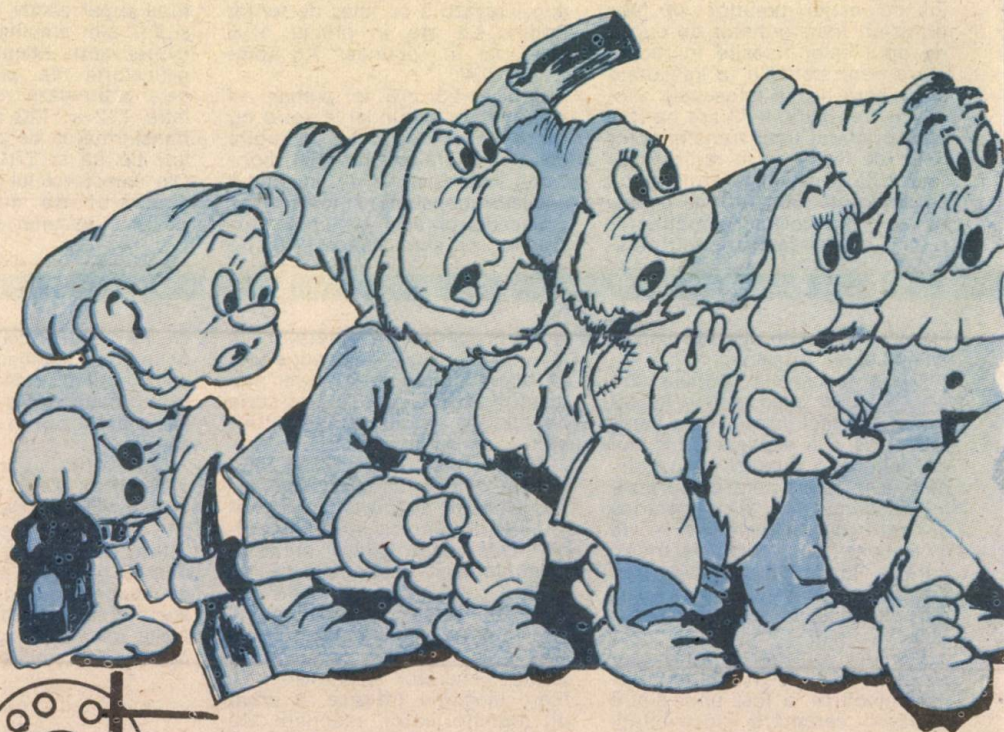
cii. Pe baza principiului fenomenului de rezonanță a obținut pentru prima oară tensiuni electrice înalte și a deschis prin aceasta căi noi în cercetările nucleare.

Cercetările și lucrările științifice ale lui Tesla au făcut posibilă apariția și dezvoltarea unor alte ramuri ale electrotehnicii de astăzi. Pe baza lor au fost create diferite tipuri de aparate folosite cu succes în tehnica modernă: aparate de încălzit cu curenți de înaltă frecvență, aparate de telecomandă și multe altele.

TENNIUM ALMANAH 1988

ELCO produce:

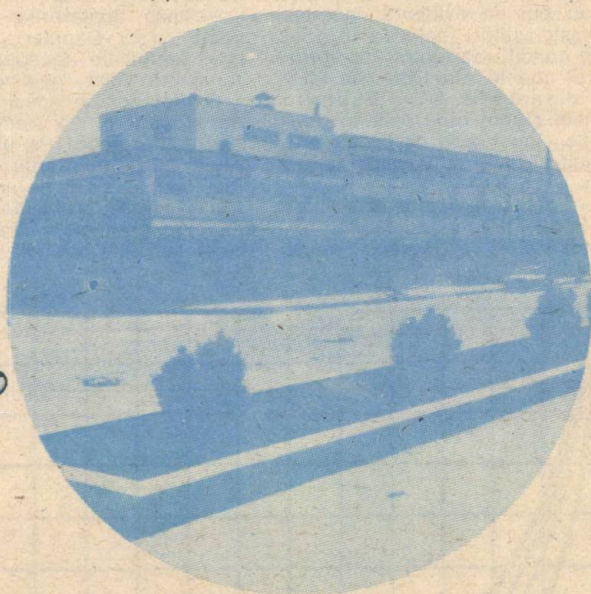
- Capace sigurantă tip. D 25 A ÷ 100 A
- Socluri sigurantă tip. D 25 A ÷ 100 A (tip LF, LFI și LS)
- Elemente de calibrare 2A ÷ 63 A
- Dulii tip E14, E27 și E40 din portelan și bachelită
- Aplice drepte și oblice E27 din portelan
- Cleme de recordare 4, 6, 16, 35, 50, 70, 90 mm² din stădrit



telefon 923-62 520 telex 68

TEHNIUM ALMANAH 1988

- Siguranțe tubulare tip g I și gobaritele $\phi 10 \times 38$
 $\phi 14 \times 51$, $\phi 22 \times 58$
- Socuri siguranțe tubulare tip furcă și LF
- Tablouri de distribuție cu 2, 3 și 4 circuite
- O gamă diversă de repere ceramice executate prin injecție, extrudare, presare uscată și umedă, din porțelan și sticlă.



**Întreprinderea de
Izolatoare Electrice
de Joasă Tensiune
4050 Tg. - Secuiesc
Str. Fabricii Nr. 9
jud. COVASNA**

16 liepr



PROPAGAREA UUS

**Dr. ing. LINGVAI IOSIF,
Y05AVN,
maestru al sportului**

Perfecționarea continuă a echipamentelor de emisie și recepție în UUS a permis radioamatorilor depistarea a noi posibilități de depășire a „orizontului” radio în 144 MHz. Astfel, radioamatorii în UUS, respectiv 144 MHz, după ce au reușit să conceapă și să execute emițătoare de peste 100 W în telegrafie, receptoare cu sensibilitate sporită și zgomot redus (sub 1 dB) și antene sau grupuri de antene cu câștig de peste 14 dB, au sesizat și au pus în evidență, înaintea profesioniștilor, faptul că în anumite condiții de ionizare a atmosferei undele radio de 144 MHz se dispersează în anumite puncte (zone) bine definite geografic. Acest mod de propagare, denumit TAP, se caracterizează prin:

— orientarea antenelor se face nu în direcția geografică a corespondentului, ci spre anumite

puncte (zone) geografice bine definite, plasate de obicei mai la nord decât corespondenții;

— zonele geografice contactabile sînt bine definite și relativ restrînse (maximum $1 \div 4$ careuri mari);

— tăria semnalelor la recepție este foarte slabă, respectiv rapoartele tehnice RST sînt de $319 \div 559$, rareori ating 569;

— variații relativ mari ale tăriei semnalelor (USB) (asemănător construcțiilor „super trapo”);

— lipsa deplasărilor de frecvență (efect Doppler);

— semnalele recepționate au tonalitate clară, nedistorsionată.

O dată sesizat acest nou mod de propagare, s-a trecut la studiul lui teoretic. Pe plan european experimentările continuă mai mult la nivel de amator, întrucît pentru profesioniști acest mod de propagare încă nu prezintă suficient interes. La stadiul

actual al cercetărilor se poate trage concluzia că în zonele de reflexie-dispersie identificate pînă în prezent, la nivelul stratului „E”, apare întotdeauna o deformare (neregularitate) a liniilor de cîmp magnetic. De aici și noua denumire a acestui mod de propagare FAI=field-aligned irregularities.

Pînă în prezent fenomenul a fost identificat nu numai de radioamatorii europeni, ci și de către cei nord-americani.

Analizînd frecvența de apariție a acestui mod de propagare, datele experimentale (QSO-urile) arată că:

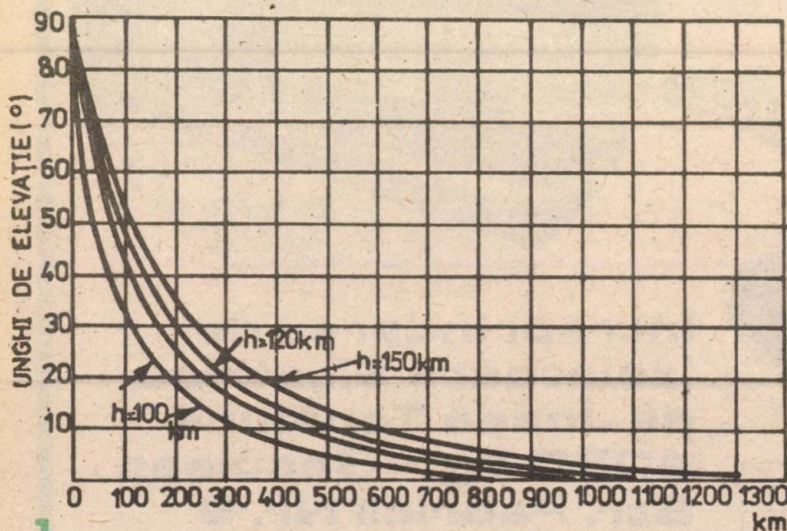
— probabilitatea maximă de apariție este după sau în timpul propagărilor de tip „E.”. Astfel în 1980, pe teritoriul nord-american, FAI a apărut în 53% din cazurile de E, cu MUF (frecvența maximă utilizabilă) de peste 50 MHz;

— probabilitatea maximă de apariție în timpul zilei între orele 16,30 ÷ 20,00 UT.

Analizînd amplasarea geografică a zonelor de dispersie, pînă în prezent au fost identificate asemenea anomalii deasupra careurilor DG (zona lacului Geneva); JH (zona orașului Budapesta); MH-MI (zona Munților Rodnei și Maramureșului). După estimările personale ale autorului, asemenea zone, accesibile de pe teritoriul României, ar trebui să mai existe și deasupra careului KJ sau chiar pe teritoriul R.S.R., deasupra careurilor LF și MF utilizabile probabil de amatorii din careul OE cu o elevație corespunzătoare a antenei.

Orientarea antenei trebuie făcută cu mare precizie în direcția zonei de împrăștiere a semnalului. Avînd în vedere faptul că semnalul este dispersat — reflectat la nivelul stratului E, respectiv la o altitudine cuprinsă între 80 și 150 km —, se calculează trigonometric unghiul de elevație a antenei atît pentru recepție cît și pentru emisie optime. Rezultatele sînt prezentate în figura 1.

În figura 2 sînt prezentate cele mai frecvente legături realizate în ultimii ani prin iregularitățile localizate deasupra Elveției de vest. Același lucru este prezentat și pe harta din figura 3. Experiența ultimilor ani a demonstrat că probabilitate maximă au legăturile radio bilaterale între stațiile situate pe:



DISTANȚĂ PÎNĂ LA LOCUL REFLEXIEI

— partea estică a curbei inferioare cu cei de pe partea vestică a curbei superioare;

— partea vestică a curbei inferioare cu cei de pe partea estică a curbei superioare.

Cele de mai sus au permis ca să se tragă concluzia că semnalul UUS ajuns pe suprafața cu anomalii de câmp magnetic se împrăștie după un con de difuzie prezentat în figura 4.

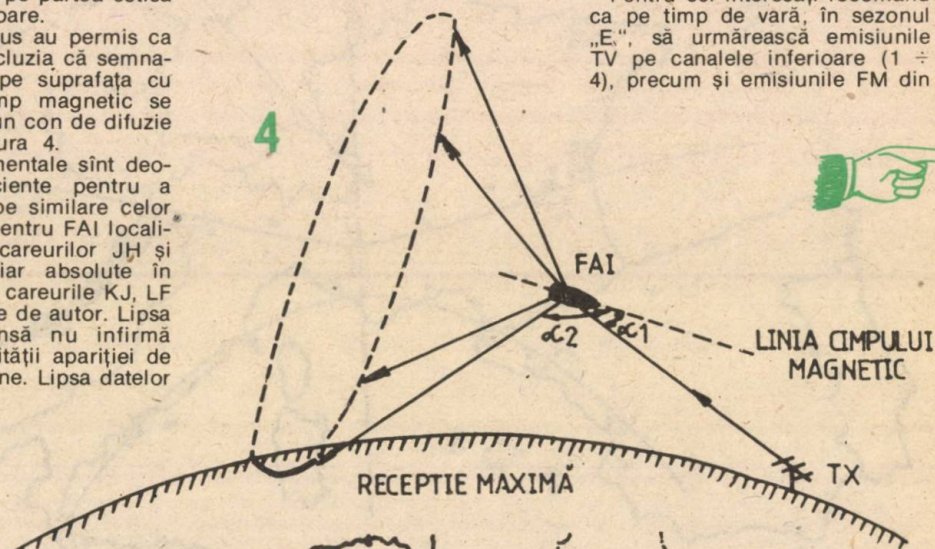
Datele experimentale sînt deocamdată insuficiente pentru a putea trasa curbe similare celor din figura 3 și pentru FAI localizate la nivelul careurilor JH și MI-MH sau chiar absolute în ceea ce privește careurile KJ, LF și MF — stipulate de autor. Lipsa acestor date însă nu infirmă existența posibilității apariției de FAI în aceste zone. Lipsa datelor

experimentale se explică prin faptul că în anumite zone geo-

grafice din Europa lipsesc complet sau sînt foarte puține stații cu echipament UUS corespunzător pentru acest mod de lucru.

Pentru cei interesați recomand ca pe timp de vară, în sezonul „E”, să urmărească emisiunile TV pe canalele inferioare (1 ÷ 4), precum și emisiunile FM din

4



2

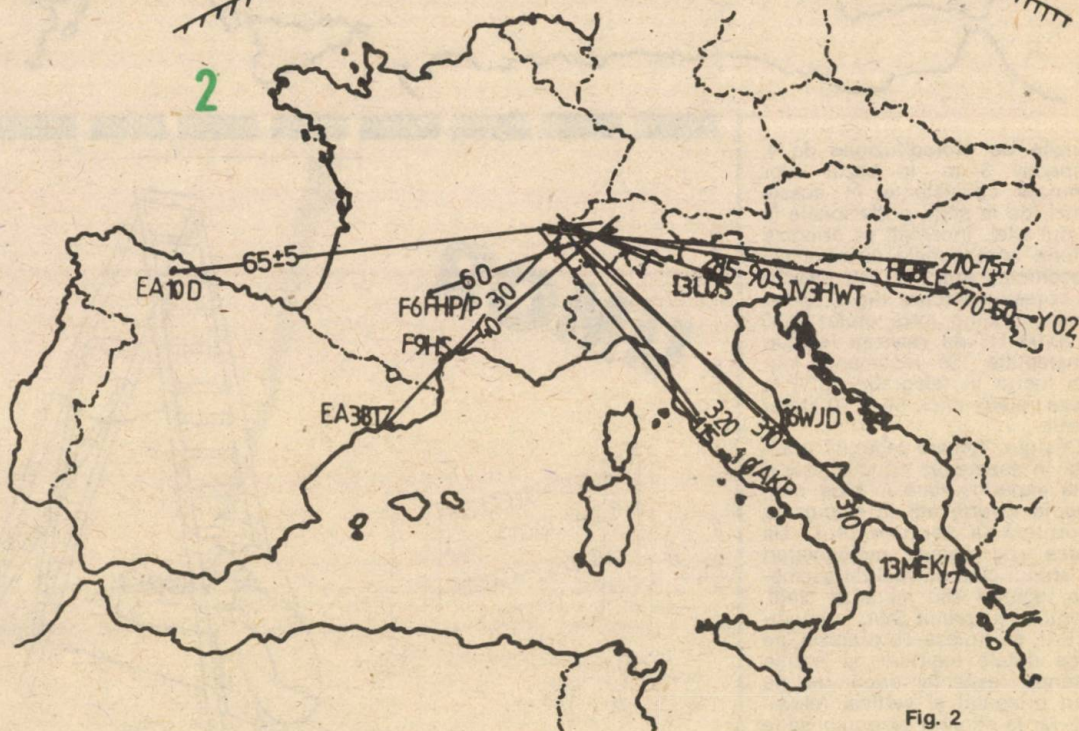
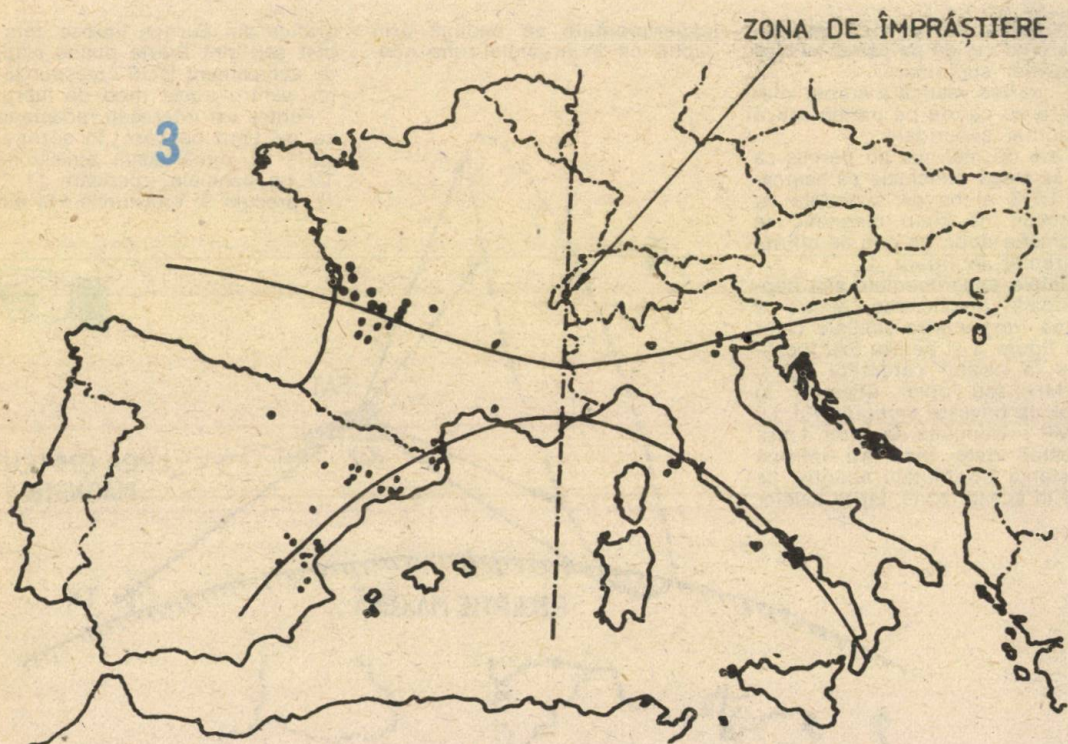


Fig. 2

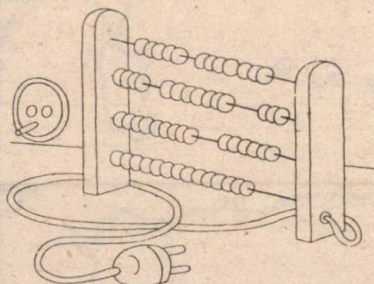
ORIENTAREA ANTENEI PENTRU DIVERSE LEGĂTURI RADIO FAI, CU ZONA DE ÎMPRĂȘTIERE LOCALIZAT DEASUPRA VESTULUI ELVEȚIEI



benzile de radiodifuziune de 4, respectiv 3 m. În cazul unor semnale consistente în aceste benzi, de la stații profesionale în cursul zilei, încercați să orientați antena spre zonele cu anomalii (specificate anterior), cu elevațiile corespunzătoare (fig.1), având șanse maxime între orele 16,30 ÷ 20,00 UT să realizați legături neașteptate. Se recomandă numai lucrul în telegrafie (CW) la viteze relativ mici: 50 ÷ 70 litere/minut.

Desigur, fiecare legătură realizată în asemenea condiții este o dată experimentală în plus, care trebuie valorificată la elucidarea completă a fenomenului. De aceea rog colegii radioamatori ca atunci când au realizat asemenea legături sau au auzit stații, eventual au primit SWL în condiții FAI, să noteze cu precizie, pe lângă datele legăturii, și poziția antenei, respectiv orientarea pe plan orizontal și vertical (elevația), iar la sfîrșitul sezonului să le transmită autorului în vederea inventarierii cît mai complete a posibilităților de DX pe această cale pentru stațiile YO.

UMOR



AMPLIFICATOR RF

Ing. ANDRIAN NICOLAE,
YO3DKM

Pentru realizarea unui receptor cu performanțe ridicate, la proiectarea amplificatorului de radiofrecvență se ține seama de mai mulți factori, printre care se numără:

- valoarea primei frecvențe intermediare;
- tipul primului mixer;
- zona în care va lucra receptorul;
- nivelul reglajului amplificării;
- tipul receptorului;
- banda recepționată;
- felul antenei.

Prima frecvență intermediară are un rol important în alegerea numărului de circuite acordate

pentru o eliminare comodă a frecvenței imagine.

Primul mixer decide, în cele mai multe cazuri, amplificarea maximă a etajului de RF, pentru care încă mai lucrează liniar.

După zona în care lucrează receptorul, se alege tipul primului etaj, numărul circuitelor acordate și amplificarea maximă. Astfel, în zonele rurale în afara mediului industrial se pot utiliza un număr mic de circuite acordate și o amplificare cât mai mare. Din contră, în zonele industriale, urbane, cu posturi de emisie sau vecini radioamatori se vor prevedea cât mai multe circuite acordate simultan, iar amplificarea se va re-

duce sub limita de apariție a intermodulației cu posturile locale.

Nivelul reglajului amplificării și tipul (automat sau manual) influențează numărul circuitelor acordate și amplificarea maximă. Pentru zonele cu perturbații mari se preferă reglajul manual în asociere cu o selectivitate foarte ridicată. Conectarea reglajului automat se va efectua după realizarea acordului pe stația recepționată.

Un alt parametru important este tipul receptorului. Pentru receptoarele cu amplificare directă sau sincrodină sînt necesare amplificări mari, deci și un număr mare de circuite acordate pentru zonele cu perturbații. În receptoarele superheterodină se pot prevedea amplificări mai mici, compensîndu-se din etajul de frecvență intermediară.

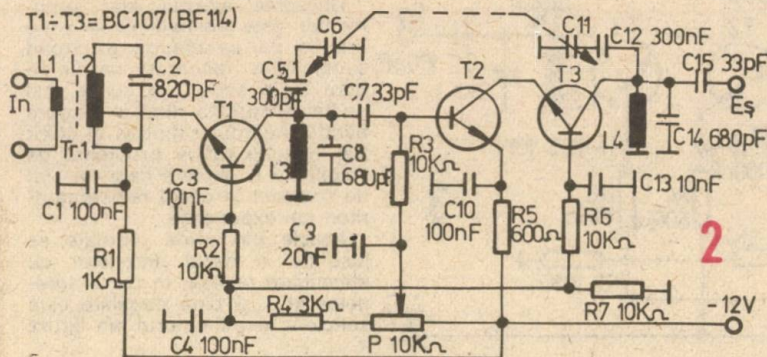
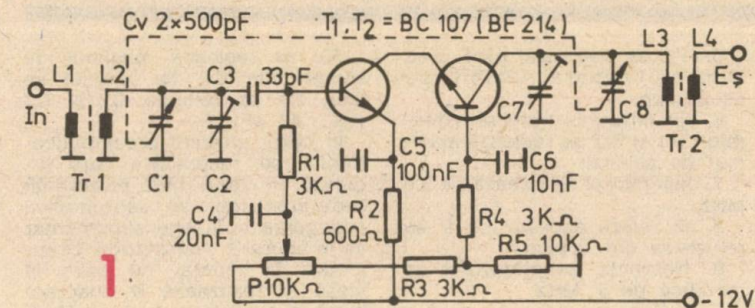
Banda recepționată are o influență majoră atît asupra numărului de circuite acordate, cît și asupra amplificării. În benzile inferioare este necesară o selectivitate ridicată datorită aglomerațiilor cu stațiile de radiodifuziune. Amplificarea ridicată este necesară și trebuie compensată printr-un număr ridicat de circuite acordate simultan cu scopul de a nu se ajunge la intermodulație.

Antena reprezintă un alt factor ce determină configurația amplificatorului de RF. O antenă bine degajată și cu câștig mare aduce la intrarea receptorului și o cantitate sporită de perturbații.

Ca urmare, amplificarea trebuie redusă, iar selectivitatea crescută corespunzător. Dacă antena are o eficacitate scăzută, amplificarea de RF trebuie mărită.

Avînd în vedere cele de mai sus, se dau ca exemple schemele descrise în continuare.

În figura 1 se poate urmări un amplificator cascad care funcționează bine în orice bandă de radioamatori. Cu ajutorul condensatorului variabil se pot acoperi două benzi inferioare sau trei benzi superioare. Poate fi utilizat în receptoarele superheterodină sau sincrodină din zone zgometoase. Pentru benzile de 3,5 și 7 MHz bobinele se realizează pe miezuri de FI = 470 kHz din receptoarele industriale. L1 și L4 conțin câte două spire, iar L2 și L3 câte 18 spire din sîrmă de CuEm $\varnothing = 0,2... 0,3$ mm.



BALIZELE RADIO

Încă de la începuturile radioamatorismului, prin anii '20, practicanții acestui nobil sport s-au străduit să descopere, să îmbunătățească și să exploreze resursele complexe ale radioelectricității și ale undelor electromagnetice. Prima etapă a constituit-o reducerea lungimii de undă utilizate de la câteva sute de metri la 50 m, apoi la 10 m. Datorită progreselor tehnologice au apărut primele echipamente VHF. Progresele din ultimii ani nu s-ar fi materializat însă decât o dată cu modernizarea materialelor și cu pașii înainte înregistrați în tehnica transmisiilor. Nu mai este însă suficient să ai cel mai bun emițător sau cea mai bună antenă, ci trebuie să „te joci” cu elementele ce permit comunicații la mari distanțe și să cunoști

cele mai adecvate condiții de propagare pentru a realiza Dx-uri.

Fenomenele multiple datorate atmosferei și soarelui răstoarnă regulile stabilite pentru propagarea în undele decametrice, relativ stabile, ținând cont de ciclul solar de 11 ani. Dincolo de aceste frecvențe „înalte” (superioare valorii de 30 MHz) nu s-au putut stabili reguli precise și generale asupra propagării, ci doar asupra tendințelor ei.

În unde decametrice, undele radio se propagă reflectate de ionosferă, permițând astfel legături la antipozi; plecând de la 30 MHz propagarea undelor radio devine capricioasă și aleatorie. Undele radio nu sînt reflectate de ionosferă decât în perioadele de intensă activitate solară și mai

ales în perioada de iarnă. Totuși, în anumite condiții particulare, reflexia poate avea loc, ea fiind mult mai sensibilă în frecvențele 30—50 MHz, care pot oferi condiții optime pentru Dx-uri la foarte mare sau foarte scurtă distanță. Peste 50 MHz, acest tip de propagare devine mai rar.

Un alt tip de propagare VHF ionosferă poate apărea în orice altă perioadă de activitate solară, propagarea via orbita sporadică. Chiar dacă studiul acestui mod de propagare este cunoscut de mulți ani, analiza activității E sporadice peste 100 MHz rămîne dificilă și prea puțin cunoscută, datorită faptului că deschiderile la mare distanță devin din ce în ce mai rare, pe măsură ce frecvența crește.

Studiul științific al acestor fenomene nu este realizabil decât cu un material adecvat. Pentru acest studiu au fost folosite balizele radio. Astfel, de mai mulți ani, un plan de utilizare a acestora a fost pus la punct de IARU pentru a stabili relațiile posibile între fenomenele solare și cele radioelectrice pe frecvențe între 28 MHz și 10 GHz.

Punere în funcțiune, reglaje

1. Se cuplează un osciloscop în colectorul tranzistorului T2 prin intermediul unui rezistor de aproximativ 2 k Ω ;
2. un generator reglat pe frecvența de 3,3 MHz și nivelul de aproximativ 10 mV se cuplează la borna de antenă;
3. se alimentează montajul;
4. condensatorul variabil se închide complet;

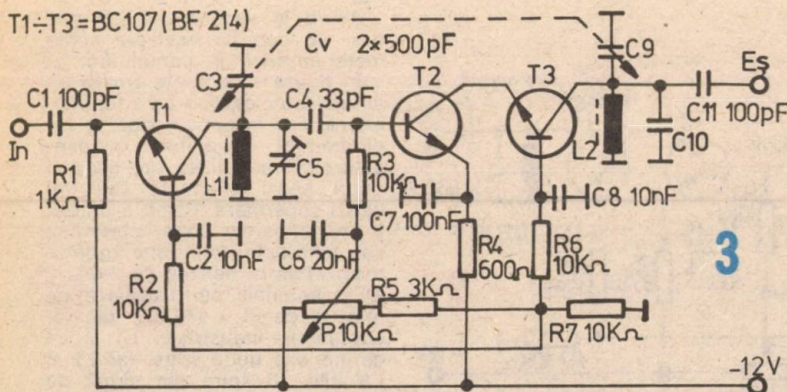
5. P1 se reglează pînă cînd semnalul apare vizibil pe osciloscop;
6. din miezurile transformatorilor Tr1 și Tr2 se reglează maximul de semnal;
7. generatorul se fixează pe 3,6 MHz;
8. se reface acordul Cv și se retușează din miezuri;
9. frecvența generatorului se modifică pe 7 MHz;

10. se reglează maximul de semnal din Cv, iar retușul se face din capacitățile C2 și C7 (10... 40 pF).

În cazul utilizării preamplificatorului pe receptoare care lucrează în zone fără perturbații radioelectrice, se recomandă adăugarea unui etaj suplimentar ca în figura 2. Tranzistorul T1 lucrează în montaj cu baza la masă și realizează o adaptare bună a antenelor de impedanță mică realizate sub formă de dipol ($\lambda/4$) sau verticală.

Utilizarea acestui etaj suplimentar este posibilă și în zone urbane, dar se adaugă un circuit suplimentar (acordat) ca în figura 3. În acest caz nu se mai poate recepționa decât o singură bandă. Acordul simultan al celor trei circuite ridică probleme de stabilitate și aliniere care nu sînt de netrecut în cazul radioamatorilor cu experiență.

Aceste din urmă montaje se justifică în cazul antenelor cu eficacitate redusă. În cazul antenelor în λ și bine degajate este suficient amplificatorul din figura 1



GENERALITĂȚI DESPRE BALIZE

Balizele emit un semnal de identificare pe o frecvență precisă, permițând obținerea de indicații prețioase asupra propagării într-un moment dat. Astfel au fost utilizate mai multe balize în banda de 28 MHz, 60 MHz, 144 MHz și în benzi superioare; unele au un scop precis, cum ar fi cazul pentru ZS6PW, 5B4CY, ZE2JV pe 28,50 și 144 MHz pentru studiul propagării transecutoriale sau cele pe 144 MHz pentru studiul propagării E sporadice. Balizele pe frecvențe superioare de 432 MHz au ca scop studiul propagării troposferice. În cazul propagării E sporadice, balizele dau rezultate interesante în propagarea foarte scurtă. Prin utilizarea balizelor s-a permis evidențierea propagării transecutoriale între Cipru și Africa de Sud.

FUNCȚIONAREA UNEI BALIZE

O baliză radio nu este altceva decât un emițător pilotat stabil în frecvență și în timp, emițând periodic un indicativ și permițând determinarea originii balizei (în general, la fiecare 20—30 de secunde). Sistemul de identificare este automat în majoritatea cazurilor, singura diferență notabilă față de un emițător clasic fiind sistemul de modulare. Trei sisteme sînt folosite în prezent. Cel mai folosit este manipularea balizei prin modul F1, telegrafie fără modulație pe o frecvență audibilă (manipulare prin deplasare de frecvență SKO). Majoritatea balizelor utilizează acest mod.

Altele folosesc modul A1 ca procedeu de manipulare (A1 = telegrafie fără modulație prin frecvență audibilă; manipulare prin tot sau nimic); pentru frecvențele foarte înalte (peste 432 MHz) modul F2, sau prin manipulare prin tot sau nimic a unei emisiuni modulate în frecvență.

Să revenim la modul de manipulare F1. Identificarea balizei se face natural prin indicativul emis în modulație FSK (prin alunecare de frecvență) pentru evitarea pierderii semnalului, cum ar fi cazul pentru o manipulare prin tăierea purtătoarei. Acest sistem este foarte practic

deoarece permite urmărirea în permanență a variațiilor de propagare, el prezentînd totuși un inconvenient care la început poate fi chiar derutant. Datorită alunecării de frecvență, la anumite balize, se poate genera o confuzie dacă nu se iau măsuri de stabilire pe frecvența acestora.

Știînd că între fiecare caracter ce formează un semn spațiul este echivalent cu un punct și că între fiecare semn spațiul echivalează cu trei puncte dacă receptorul nu a reglat exact, de exemplu, pe frecvența lui 5B4CY se va auzi exact indicativul complementar, adică 4NTAIE.

S-a semnalat, de asemenea, faptul că anumite balize construite de servicii oficiale prezintă un sistem de modulație analog cu modul F1 cu particularitatea emiterii uneia sau a mai multor note muzicale (exemplu: baliza stabilită pe 87,5 MHz bandă FM radiodifuziune).

CUM SE ASCULTĂ BALIZELE

Orice receptor de trafic este convenabil pentru ascultarea balizelor în 28 MHz. Pentru benzi superioare utilizarea convertoarelor rămîne soluția cea mai sim-

plă. Alegerea antenei este, de asemenea, importantă. În cazul undelor decametrice și pe 28 MHz antenele nu trebuie să fie sofisticate. Se pot utiliza antene verticale pentru banda de 10 m sau antene direcționale care permit (datorită unui câștig bun) recepția balizelor QRP și determină și poziția balizei. Pentru frecvențe superioare antenele direcționale sînt obligatorii. Degajarea antenei este primordială pentru studiul propagării în condiții normale, care sînt funcție de banda folosită. În cazul propagării anormale, prin reflectarea în straturile ionosferei, importanța este mai mică, dar totuși nu e neglijabilă.

Ascultarea balizelor este posibilă periodic (la fiecare 24 sau 48 de ore).

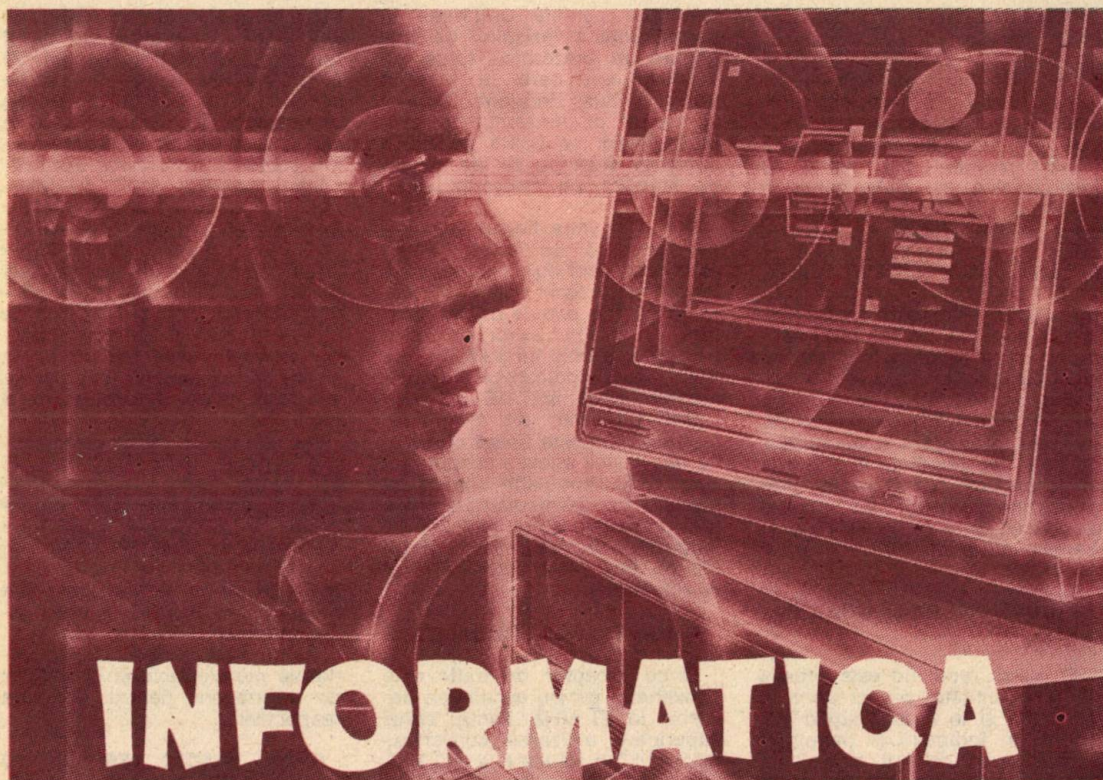
Trebuie alese mai multe repere orare pe zi, de exemplu între 12⁰⁰—12³⁰ și între 16⁰⁰ și 16³⁰. În aceste perioade se înscrie pe o foaie de raport țaria cu care sînt recepționate balizele și eventualele anomalii.

Raportarea periodică a operației va permite analiza condițiilor de propagare pentru perioada respectivă.

(DUPĂ „RADIO REF”, 2/1981)

TRANZISTOARE CANAL N - COMUTATIE

		± V _{DS} V	P _{tot} at T _{amb} (T _{case}) mW °C		-I _{GSS} (I _{SGO}) max. pA	I _{DSS} min. mA	-V _(PIGS) max. V
BSV78	TO-18	40	350	25	250	50	11
BSV79						20	7,0
BSV80						10	5,0
2N3966	TO-72	30	300	25	100	2	6
2N4091	TO-18	40	1800	(25)	200	30	10
2N4092						15	7,0
2N4093						8	5,0
2N4391	TO-18	40	1800	(25)	100	50	10
2N4392						25	5,0
2N4393						5	3,0



INFORMATICA

"REMEMBER" sau a memora în cod-mașină

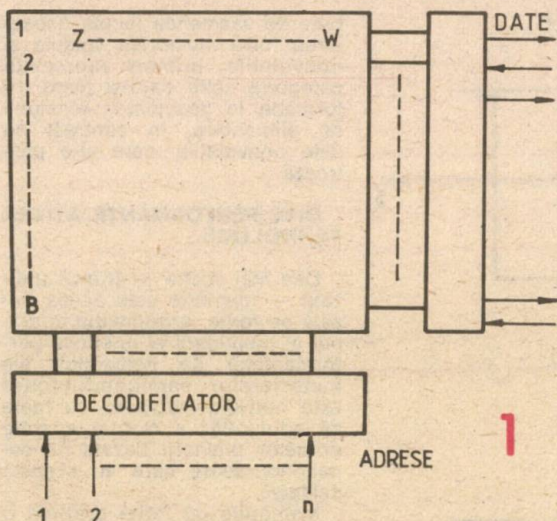
Ing. MIHAELA GORODCOV

„Remember” este — după cum se știe — titlul unei cunoscută poezii a marelui nostru poet Mihai Eminescu; de ce — o să vă întrebați — tocmai „Remember” prefațează într-un fel o prezentare a memoriilor calculatoarelor? Cuvântul memorie are nenumărate înțelesuri în funcție de domeniul de referință și chiar

de epoca respectivă; bunăoară, citim cu plăcere „memoriile” oamenilor celebri; multe dintre gândurile noastre rostite sau nu încep cu „îmi amintesc”... Ei bine, în „era informaticii” acest cuvânt a căpătat o semnificație nouă și distinctă față de noțiunile anterioare. Cînd ne întrebăm: „ce memorie are minicalcula-

torul x?”, deja ne referim la o caracteristică esențială a echipamentului respectiv care ne poate furniza o primă informație despre „puterea” lui. În memorie calculatorul stochează fie instrucțiuni pe care, executîndu-le, „știe” ce are de făcut în pasul următor, fie date (cum este, de cele mai multe ori, cazul memoriei externe, auxiliare) pe care le prelucrează, interpretează etc. nu este deloc exagerată afirmația că o bună parte din inteligența acestui „copil teribil” al secolului xx — calculatorul — stă în capacitatea de memorie și în rapiditatea de acces la date.

O dată cu evoluția tehnologiilor de fabricare a componentelor și cu descoperirea unor noi suporturi de stocare a informației, criteriile de clasificare a memori-



Memorie constind dintr-un număr de cuvinte a câte B biți fiecare solicitând o adresă de câte n bit ($n = \log_2 W$, unde W este întotdeauna o putere a lui 2).

ilor au devenit din ce în ce mai numeroase. Performanțele memoriilor și costul acestora sînt în egală măsură cheia tehnologiei calculatoarelor. Este foarte corectă afirmația că fără memoriile rapide și ieftine care au fost dezvoltate în ultimii ani inovațiile în domeniul tehnologiilor de componente, al arhitecturilor de procesoare și al sistemelor software nu ar fi avut un impact atît de categoric în tehnica de calcul. Aplicații specifice cer componente electronice specifice, astăzi nemaexistînd practic un domeniu în care calculatorul să nu aibă un cuvînt de spus, să nu fie implicat direct sau indirect. Așadar, să pîtrundem puțin în interiorul unui calculator, încercînd să facem o sumară incursiune în lumea din ce în ce mai populară a memoriilor...

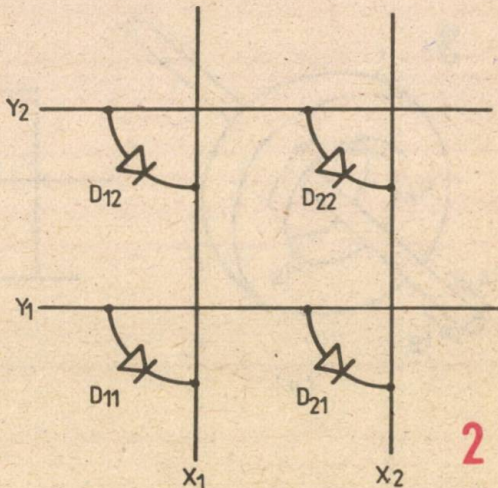
MEMORIA PRINCIPALĂ

Este momentul să facem o clasificare a memoriilor, după criteriul dialogului cu unitatea aritmetică și logică (ALU), în două grupe mari: memoria principală (Main Memory-MM) și memoria auxiliară sau externă (Auxiliary Memory-AM), al căror rol în cadrul unui calculator este foarte bine definit, așa după cum vom vedea.

Din punct de vedere al „hard”-ului, memoria principală este formată dintr-un număr mare de unități de bază, pe care le vom numi celule de memorie; fiecare dintre acestea reprezintă un dispozitiv sau un circuit electronic care are două sau mai multe stări stabile. În practica curentă sînt folosite celule cu două stări stabile capabile să funcționeze în logică binară și să stocheze deci biți. Trebuie spus că biții, grupați de obicei în bytes sau în cuvinte (words), sînt simultan accesați prin instrucțiunile READ (citește) și WRITE (scrie).

În cadrul memoriei interne pot fi departajate două clase importante:

— **Memoria de tip read/write (citește/scrie)**, permițînd stocarea datelor sau/și regăsirea lor în intervale comparabile de timp. Trebuie să facem o distincție clară între Read Only Memory (ROM) și Read Mostly Memory (RMM); acestea din urmă permit citirea cu viteză mare a datelor, operația de înscrisere executîndu-se cu unele restricții. Memoriile de tip ROM pot fi înscrise o singură dată de către producător, în cursul derulării programului ele fiind numai „citite”. Ceea ce deosebește RMMs de ROMs este faptul că ele pot fi „șterse”



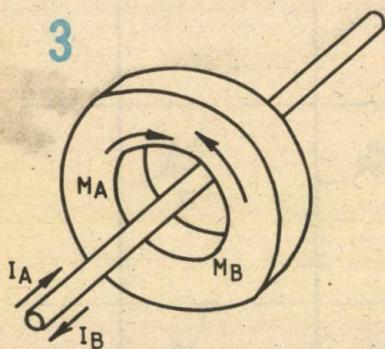
Matricea selecției diodelor.

și reinscrise de către utilizator pentru o aplicație specifică, numindu-se fie PROM (Programmable ROM), fie EPROM (Erasable PROM — care se poate șterge și reinscrie).

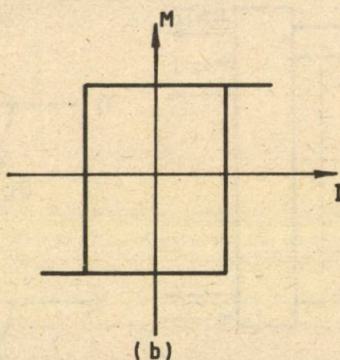
— **Memoria de acces aleator** sau RAM (Random Access Memory) se caracterizează în principal prin faptul că datele sînt accesibile numai în aceeași secvență în care au fost înscrise; RAM intră în categoria memoriilor de „lucru” în care se poate scrie și citi o informație cu un timp de acces constant, independent de natura secvenței în care informația a fost stocată. În figura 1 este reprezentată o memorie constind dintr-un număr W de cuvinte de câte B biți fiecare, biții unui cuvînt fiind accesați în paralel pentru operațiile de scriere sau citire.

Unul dintre parametrii importanți ai unei memorii este **timpul de acces**; acesta reprezintă intervalul minim de timp între inițierea a două operații succesive și independente în memorie (vezi diagrama comparativă pentru diferite tipuri de echipamente de memorare). Așa după cum vom vedea mai tîrziu, pentru tehnologia memoriilor bipolare ciclurile de citire și scriere sînt de cele mai multe ori egale, în timp ce în cazul memoriilor bazate pe ferite citirea informației este o operație distructivă, fiind întotdeauna necesară o reinscriere a ei. Din

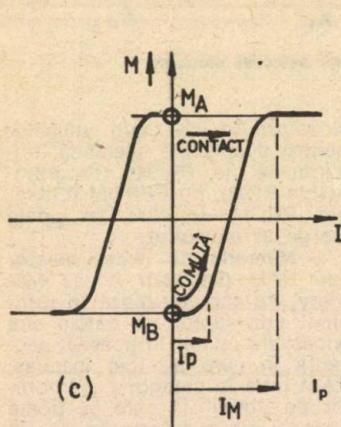
3



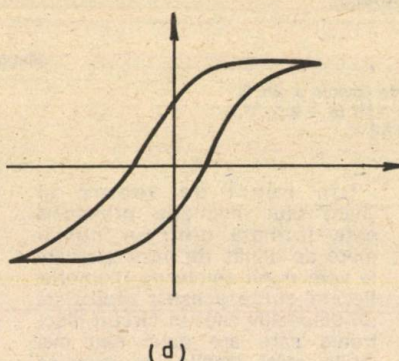
(a)



(b)



(c)



(d)

MEMORIE DE FERITĂ: a) torul magnetic; b) bucla „perfectă”, ideală; c) bucla reală pentru un miez bun; d) remanența.

această observație — referitoare la citire distructivă sau nu — rezultă încă un criteriu de clasificare a memoriilor, cu citire distructivă (Destructive Read Out-DRO) și nedistructivă (NDRO).

Dezvoltarea rapidă a tehnologiilor pe bază de semiconductoare a introdus termenii de memorie statică (celele ei își păstrează starea atît timp cît sînt sub tensiune) și dinamică (care necesită o reîmprospătare periodică a sarcinii electrice, deci a informației conținute). Mai tre-

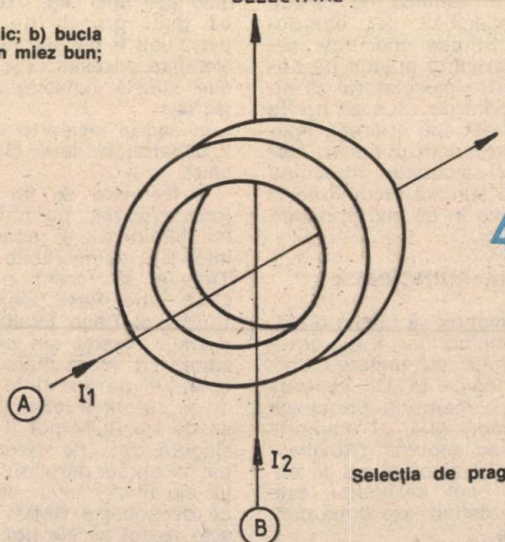
buie de asemenea făcută deosebirea între memoriile volatile și nonvolatile; primele reprezintă categoria celor care-și pierd informația la decuplarea tensiunii de alimentare, în contrast cu cele nonvolatile, care și-o păstrează.

CÎTE PERFORMANȚE ATÎTEA TEHNOLOGII...

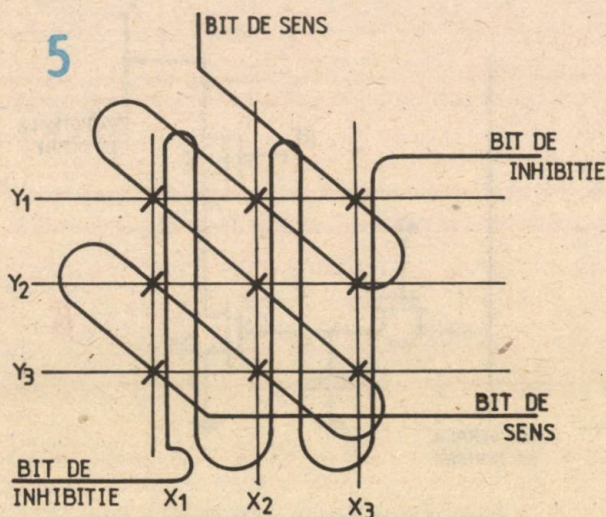
Cea mai veche — și încă utilizată — memorie este aceea bazată pe ferite. Argumentul principal al menținerii ei în epoca performanțelor de netăgăduit ale materialelor semiconductoare este nonvolatilitatea ei, cu toate că anul 1981 a marcat apariția primelor memorii bazate pe semiconductoare care au această calitate!

Memoriile cu ferită prezintă o viteză acceptabilă de lucru, cost rezonabil de producție, iar tehnologia de fabricație este stabilă și bine pusă la punct. Ele prezintă însă și importante dezavantaje: curenți mari de scriere și semnale relativ slabe obținute la citire, amîndouă operațiile implicînd circuite electronice sofisticate. Paradoxul intervine în faptul că prețul unor astfel de circuite aferente este mai mare decît sistemul însuși, de unde rezultă o concluzie foarte simplă: memoriile cu ferite sînt rentabile numai pentru capacități mari. Pe

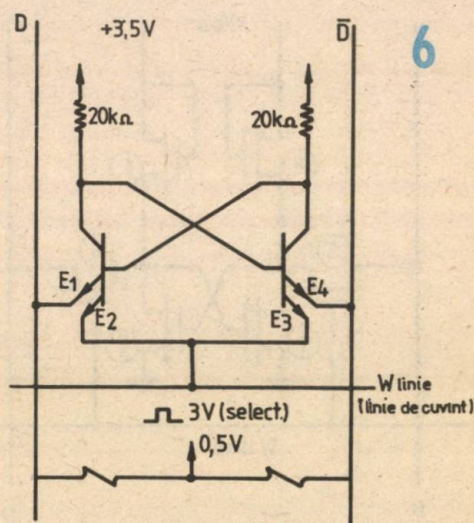
SELECTARE



4



Structură pentru 3-D cu 4 fire.



O celulă de bază pentru o memorie bipolară

linia memoriilor magnetice s-au realizat recent performanțe notabile prin introducerea în ultima decadă a memoriilor cu bule magnetice care utilizează în principiu o depunere fină, peliculară de materiale magnetice cristaline; avantajul major este că realizează un timp scăzut de acces (între discuri și RAM), fără a fi volatile. Bula magnetică își găsește o aplicație importantă în terminalele de mare viteză pentru care nonvolatilitatea informației stocate este o cerință esențială.

Totuși, în ultimii zece ani, memoriile semiconductoare au dominat piața și continuă să fie în actualitate. Ele pot fi bipolare — care utilizează circuite integrate LSI și VLSI cu tranzistoare bipolare — și MOS, dacă se bazează pe tranzistoare cu efect de câmp (Metal Oxide Semiconductor).

JOCUL NUMERELOR

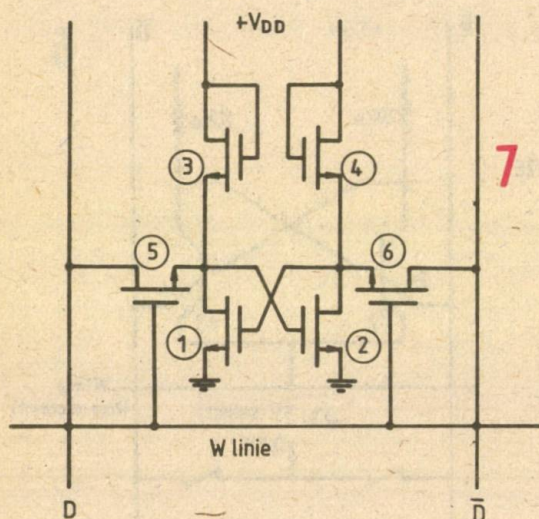
Chiar și memoriile reduse cer un număr mare de celule binare pentru stocarea datelor. De exemplu, o memorie de 4 096 cuvinte a câte 16 biți fiecare — utilizată astăzi pentru configurația sumară de minicalculator — conține 2^{16} (=65 536) elemente de memorie. Și pentru o aplicație modestă problema tehnologică a selectării biților specifici unei anumite adrese este destul de dificilă. Rezolvarea ei avantajoasă

a constatat în conceptul de acces multidimensional, așa încît, pentru fiecare cuvînt selectat din exemplul de mai sus, sînt accesați simultan 2^4 (16) biți. Dacă fiecare celulă tipică de memorie conținînd un bit de informație se consideră a fi punctul de intersecție într-o matrice 2D (bidimensională) $X \times Y$, atunci numărul de puncte selectate este XY . Este clar că pentru o memorie de 2^N celule, $XY = 2^N$. O dată ce am identificat 2^N noduri de matrice este necesară implementare unor mecanisme de selectare a acestor noduri. Practic, este necesar un element neliniar cu un prag de funcționare. Un astfel de exemplu se poate vedea în figura 2, în care curentul trece prin dioda D_{11} numai dacă tensiunea V_{11} în Y_1 este pozitivă și dacă tensiunea V_{11} în X_1 este negativă. Dioda este deci elementul de stocare pentru 1 bit de informație, iar o matrice de diode se constituie într-un dispozitiv read-only, care își găsește în prezent o largă aplicație în sistemele de calcul. Se poate spune că dioda îndeplinește în acest caz funcția logică SI: dacă atît X_1 cît și Y_1 sînt simultan energizate, curentul trece prin D_{11} , selectînd astfel celula C_{11} . Logic vorbind, $C_{11} = X_1 Y_1$; fiecare cantitate selectată presupune o coincidență de tip SI, selecția bidimensională impunînd existența a două varia-

bile, iar cea 3D a trei variabile.

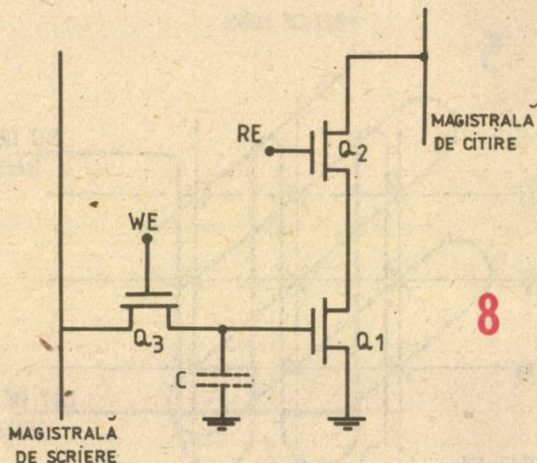
MEMORII CU FERITE

Ideea de a utiliza feritele pe post de memorii pentru calculatoare datează din anul 1950, an în care au fost pentru prima dată implementate într-un sistem. Argumentele pentru utilizarea lor erau următoarele și proveneau din proprietățile de bază ale unei bucle de magnetizare: memoria sau **remanența** care să permită stocarea informației; pragul sau **neliniaritatea** facilitînd selecția celei respective. În figura 3a se poate observa un tor (ferită) prin al cărui centru trece un fir conducător de electricitate, cele două elemente constituind „celula” de bază a memoriei. Aceste celule sînt de obicei foarte mici: de ordinul 10^{-4} inch (1 inch = 0,0254 m), ele fiind caracterizate de raportul între diametrul exterior și cel interior, care poate lua următoarele valori: 80/50; 50/30; 30/18; 18/12; 12/7; 7/4. Datorită miniaturizării, feritele devin din ce în ce mai mici, aplicațiile actuale cerînd soluții complexe, cum ar fi, de exemplu, aceea de a străbate miezul magnetic cu mai multe fire, așa cum vom vedea. Bobina ideală între curentul I care străbate conductorul și magnetizația internă ($3b$); în realitate, lucrurile nu stau chiar așa: presupunînd



Celulă tipică de memorie NMOS

- 1—2 — tranzistoare care basculează (flip-flop)
- 3—4 — tranzistoare de sarcină rezistivă
- 5—6 — tranzistoare de cuplare



O celulă MOS dinamică cu tranzistoare. Bitul este stocat ca sarcină a joncțiunii capacitive.
WE = WRITE ENABLE (permite scrierea)
RE = READ ENABLE (permite citirea)

că ferita este inițial în starea M_B (3c și 3d), aplicarea curentului I_A comută starea feritei în cadrul al IV-lea, în care I_A este mai mare decât I_{prag} . Dacă I_A este suficient de mare ($>I_M$), miezul comută în întregime, iar când curentul se inversează, magnetizația revine în starea M_A (de remanență). Prin aplicarea din nou a curentului I_A se observă că magnetizația rămâne constantă; în general, dacă curentul I_B este inversat la o valoare pentru care I_B este mai mare decât I_M , atunci starea de magnetizație se va schimba la M_B . Din practică s-a impus concluzia că dacă $I_{prag} > I_M$ selectarea unei anumite celule de memorie este sigură. Să considerăm miezul magnetic din figura 4 traversat de două fire și admitem că cei doi curenți iau numai valorile 0 sau $\pm I_M/2$. Dacă numai $I_1 = I_M/2$, nu se va înregistra nici un efect; situația este aceeași și pentru cazul lui I_2 . Dar dacă simultan $I_1 = I_2 = I_M/2$, pragul este atins și ferita comută din starea ei; pentru a-i inversa starea, va fi necesar să i se aplice $I_1 = I_2 = -I_M/2$ sau un curent $-I_M$ pentru o memorie cu un singur fir. Memoriile cu ferite se pot organiza în diferite moduri (unele chiar foarte complexe pe structuri tridimensionale pe mai multe fire), care au ca scop îmbunătățirea

calității memorării datelor, rezistența la perturbații externe și reducerea „zgomotului” care poate denatura uneori informația utilă. În figura 5 prezentăm o astfel de organizare tridimensională pe patru fire.

MEMORIA CU BULĂ MAGNETICĂ

Din diagrama pe care o prezentăm reiese foarte clar că memoriile cu bule magnetice au o capacitate de memorare comparabilă cu discurile magnetice. Suportul fizic al bulei este o depunere peliculară de materiale magnetice cristaline — fotoferitele —, care, sub influența unui cîmp magnetic are tendința să modifice forma domeniilor magnetice de polaritate inversă într-una cilindrică, luînd naștere astfel bula. În memoriile actuale cu bule magnetice, diametrul bulei este de ordinul micronilor, obținîndu-se astfel o densitate de memorare de ordinul a 5×10^6 biți/cm² (după „Echipamente periferice”, Geber, Vuici ș.a.). O memorie cu bule magnetice presupune trei aspecte distincte: realizarea, detecția și propagarea bulei. Prima etapă are loc datorită unei interacțiuni dintre cîmpul magnetic de polarizare (vezi figura) și un cîmp magnetic for-

mat în jurul unui conductor străbătut de curent electric. Mișcarea bulei are loc sub acțiunea unui alt cîmp magnetic rotațional care realizează o frecvență de pînă la 150 Hz. În figura prezentată se vede cum, la o rotație completă, bula se mișcă din punctul A în punctul B, propagîndu-se astfel între cele două elemente. Cîmpul magnetic rotațional, care comandă poziția bulei, controlează în permanență poziția unei „înregistrări”, bula putînd fi oprită oriunde într-o anumită stare. Se fac în prezent cercetări care să obțină densități superioare de ordinul 10^6 biți/cm².

MEMORII SEMICONDUCTOARE

După cum am mai spus, ele se împart în două categorii distincte: bipolare și MOS, după cele două tehnologii de bază existente în prezent în producerea circuitelor electronice. După cum reiese din figura 6, fiecare celulă de memorie este cuplată la o linie de „cuvînt” și la două linii digitale D și $\bar{D}$. De obicei aceste memorii sînt organizate în matrice pătrate. În contrast cu memoriile magnetice, memoriile statice bazate pe semiconductoare au ieșirile de tipul DC (Direct Current Level), care se men-

ține atât timp cât celula respectivă este accesată, așa încât problemele de interfață sînt substanțial reduse deoarece nivelurile de intrare și de ieșire sînt compatibile cu majoritatea circuitelor logice. S-a ajuns la performanțe (pentru RAM bipolar) de ordinul a 20 ns și chiar mai puțin pentru timpul de acces, puterea electrică consumată de fiecare celulă scăzînd o dată cu perfecționarea tehnologiilor pînă la zeceimi și sutimi de miliwatt/celulă. În figura 6 se poate vedea funcționarea unei astfel de celule: cele două tranzistoare stochează bitul zero sau unu prin bascularea lor, formînd ceea ce se numește un circuit de tip „flip-flop”. A „scrie” într-o celulă înseamnă a ridica potențialul liniei W, aplicînd un curent slab 0,25 mA oricîreia dintre liniile D și $\bar{D}$ (funcție de ce bit vrem să înscrîm, 0 sau 1), forțînd bascula celor două tranzistoare să treacă în starea dorită.

Memoriile MOS sînt cele mai utilizate și populare tipuri în tehnica de calcul a prezentului. În figura 7 se observă o celulă tipică de memorie statică cu tranzistoare NMOS în care 1—2 asigură bascularea, 3—4 rezistența de sarcină și 5—6 cuplarea la liniile D și $\bar{D}$. Aceste memorii dispun de putere mică și sînt mult mai ușor de produs decît memoriile bipolare. Un dezavantaj este viteza mică de lucru, handicap ce se poate înlătura prin utilizarea memoriilor MOS dinamice. În

acest caz, bitul este memorat ca sarcină (fig. 8) a capacității dintre masă și poartă a tranzistorului Q_1 , în timp ce Q_2 și Q_3 sînt folosite în comutare pentru scriere și citire.

MEMORIILE AUXILIARE (AM)

Acestea se disting de memoria principală (MM) prin faptul că, într-un sistem, instrucțiunile aferente lor sînt luate spre execuție ultimele. În marea majoritate a calculatoarelor, MM și ALU sînt proiectate în pereche pentru a înlesni un dialog rapid și în timp real. AM conțin toate celelalte memorii al căror conținut trebuie întîi adus în MM și apoi prelucrat de către ALU.

Cele mai cunoscute și des utilizate tipuri de memorii auxiliare sînt: banda magnetică, caseta magnetică, tamburul magnetic, discurile cu capul de citire fix, discurile cu capul de citire mobil, discurile „cartridge”, memoriile de tip solid state, floppy discurile. Mai recent în această categorie poate fi inclus și discul optic numeric, dispozitiv de care ne vom ocupa pe larg în cadrul acestei prezentări.

Banda magnetică este o panglică din plastic de lungime standardizată, acoperită cu un oxid de fier. Informația este stocată pe bandă transversal, de obicei 7 sau 9 biți pe „cadru”. Mai multe cadre înregistrate succesiv se constituie într-un bloc de date.

Densitățile uzuale sînt 800, 1 600 sau 6 250 biți/inch, așa încît o bandă înregistrată poate conține în jur de 40 milioane bytes. Datele sînt citite de bandă și transferate în MM via un drive sau un controller, fiind apoi procesate de către ALU.

Dotînd sistemele din generația a treia și succesorii lor, banda magnetică continuă să fie un echipament periferic de bază pentru activitățile de arhivare, birotică și pentru schimbul de date între calculatoare. Banda magnetică este unul dintre cele mai ieftine moduri de a stoca informația, fiind de departe mult mai competitivă decît banda sau cartela perforată.

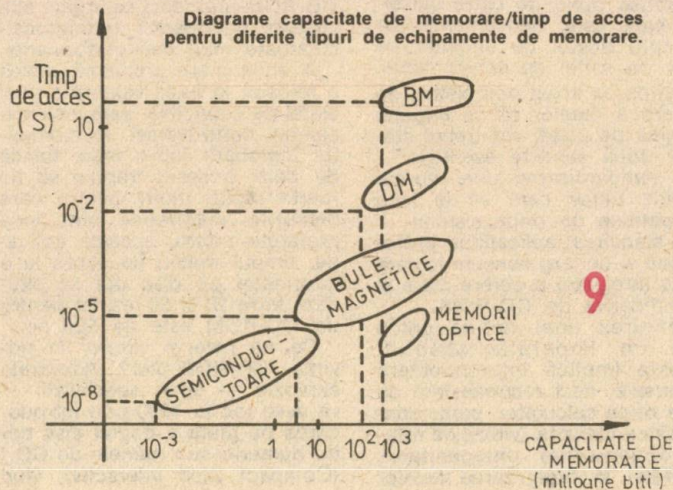
Tamburul magnetic, discurile, floppy discurile, discurile optice numerice și dispozitivele cuplate prin sarcină (CCDs—Charge Coupled Devices) intră în categoria dispozitivelor cu acces direct (DA), deoarece nu mai este necesară o trecere secvențială a unei porțiuni mari din conținutul lor.

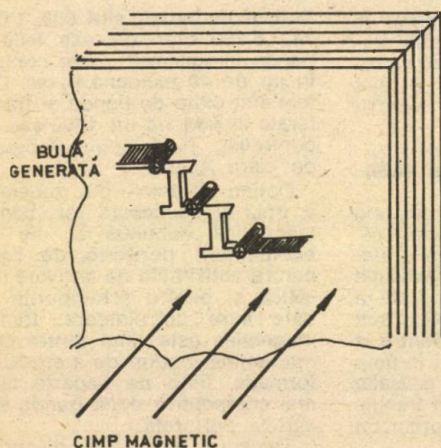
Deoarece discurile în general au fost tratate pe larg în cadrul revistei „Știință și tehnică” nr. 10/1986, ne vom referi în continuare la unul dintre cele mai moderne și performante mijloace de stocare a informațiilor direct compatibil cu echipamentele informaticii: discul optic numeric.

CD-ROM — NOUL PAPIRUS

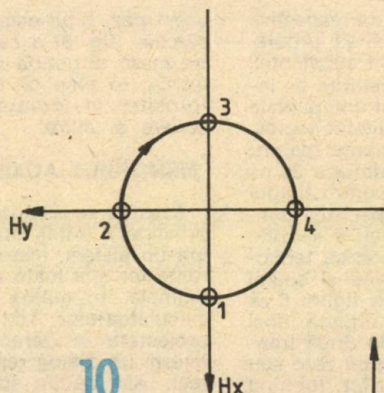
CD-ROM sau discul compact de tip Read Only Memory, provenit din aceeași familie ca și audiodiscul cu citire laser, poate stoca pe cei 12 cm diametru simultan sute de cărți, muzică, diferite aplicații soft, grafice și chiar fotografii. În total aproape echivalentul a 300 000 pagini de text!

Există în prezent un nou mijloc de a păstra informația mult mai revoluționar decît papirusul, care, la vremea lui, a înlocuit piatra, lutul sau lemnul pe care popoarele vechi ne-au transmis mesajele cunoștințelor lor; este vorba despre discul optic numeric. O nouă unealtă s-a născut, care a transformat radical metodele stocării și difuzării informației. Deosebirea între audiodisc, devenit aproape „clasic” datorită calității superlative a înregistrărilor, și CD-ROM este una fundamentală: cel din urmă are în-



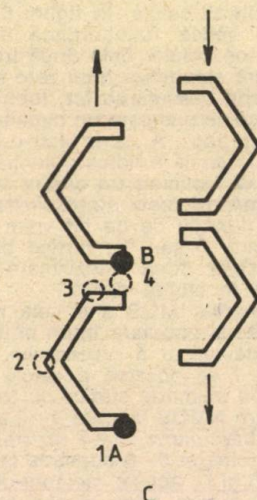


(a)



(b)

FORMAREA ȘI PROGRAMAREA BULELOR MAGNETICE: a) formarea bulelor în stratul pelicular; b) cimpul staționar; c) propagarea bulei.



(c)

scrisă pe el informația sub formă numerică (în niște mici adâncituri), ceea ce îl face să fie perfect compatibil cu echipamentele informaticii. Cum se realizează aceasta? Printr-o eșantionare a semnalului analogic, la perioade foarte scurte de timp (aproximativ 22 ns), atribuindu-se ulterior fiecăru eșantion o valoare numerică (un număr binar). Aceste succesiuni de „0” și „1” sînt gravate pe disc cu un fascicul laser sub forma unor „adâncituri” microscopice. La lectură un alt fascicul laser detectează diferențele între gol și absența lui, informația binară fiind convertită ulterior în semnal analogic. În momentul integrării unui CD-ROM într-un sistem informatic, conversia analogică nu mai este necesară, datele putînd fi exploatate direct de către calculator (evident printr-o interfață adecvată) într-un dialog în timp real. Capacitatea sa este impresionantă: de 1 400 de ori mai mare decît o dischetă clasică a IBM-PC (360 000 caractere) și echivalentul a mai mult de 25 discuri dure de 20 Mo fiecare. Această diferență se explică prin marea densitate care a fost posibilă datorită înscrierii și citirii optice. Fasciculul laser poate grava 1 milion de adâncituri cu o suprafață de 1 mm² fără eroare, în timp ce informațiile magnetice trebuie să fie mult mai distanțate între ele pentru a putea fi diferențiate de către ca-

petele de citire. Există însă și inconveniente: CD-ROM-ul nu este adaptat pentru înregistrarea imaginilor de televiziune animate (discul compact transferă în jur de 150 ko pe secundă, în timp ce aceeași secundă de televiziune color reprezintă un volum de 30 Mo). Este deci imposibil, pentru moment, să se afișeze pe un ecran video cele 25 imagini/s necesare pentru a crea senzația de mișcare naturală. Apoi CD-ROM-ul nu este reinscriptibil la beneficiar; există totuși o variantă denumită sugestiv TONOMAT cu pachete de 100 de astfel de discuri care pot fi șterse și reinscrise optic de către utilizator, care este, deocamdată, un exemplu destul de singular pe piața de astfel de echipamente.

Înainte ca acest nou sistem de stocare a datelor să se impună definitiv pe piață, vor trebui stabilite două aspecte esențiale:

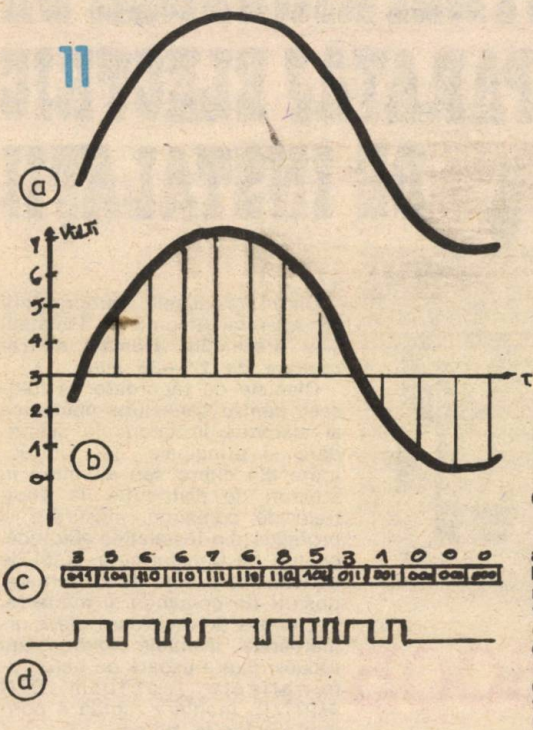
- standardizarea unei norme tehnice unice care să le facă compatibile cu orice sistem;
- stabilirea aplicațiilor profesionale și de larg consum în care se va înregistra o cerere mare și semnificativă de CD-ROM.

Definirea unei norme unice este un imperativ absolut; aceasta implică interconectare universală, deci recunoaștere de către orice calculator, caracteristici fizice identice (viteză de rotație, dimensiune), omogenitatea interfeței în organizarea datelor

pe disc și în programele de operare. Sistemele actuale de operare au performanțe insuficiente pentru a utiliza cu eficacitate marile volume de date al CD-ROM-ului. deci se impun alte sisteme de operare și microcalculatoare mult mai performante.

A doua mare problemă, aceea a folosirii la justa valoare a unei astfel de capacități, este încă sub semnul controversei. În momentul înglobării într-o mare bancă de date, accesul trebuie să fie foarte rapid, motiv pentru care discurile magnetice sînt încă preferate pentru această aplicație; timpul mediu de acces la o informație pe disc dur se situează între 20 și 80 ms, iar pentru un CD-ROM este de 500 ms!

Ce ne rezervă viitorul în privința CD-ROM-ului? Adevărată explozie — spun specialiștii — va avea loc în 1990 prin introducerea pe piață a noului disc optic numeric sub numele de CD I (Compact Disc Interactiv), fiind

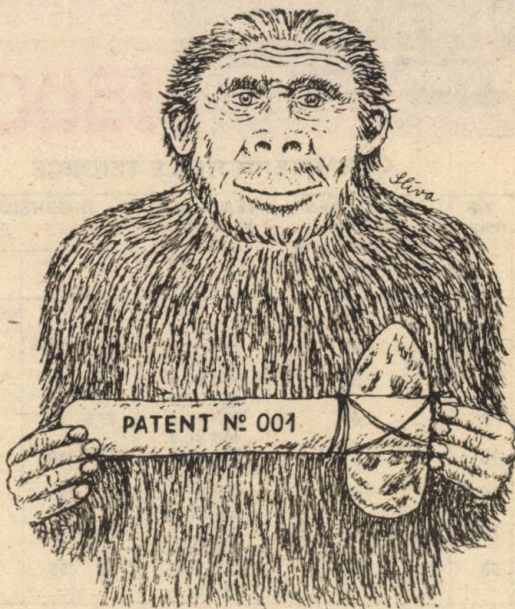
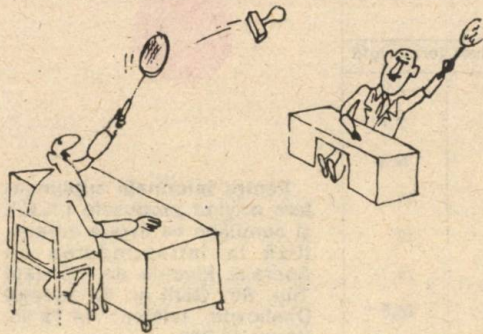


vorba de un echipament inteligent care va funcționa OFF LINE, deci necuplat la un calculator. CD I va conține un microprocesor specializat din familia MOTOROLA 68000 (68070) cu un sistem de operare de tip UNIX; acest disc va deschide o breșă importantă în sistemele informaticii: în automobil el va furniza în egală măsură hărți rutiere, informații turistice, ca să nu dăm decât un exemplu relativ banal de o posibilă utilizare.

Va soluționa oare acest nou disc compact problema atât de acută a stocării informației în condițiile societății moderne în care omul este confruntat cu atâtea probleme de rezolvat?

Este greu să dăm un răspuns, chiar și estimativ, sau o prognoză reală. Un lucru este însă cert: disputa memoriilor continuă, iar câștigătorul (dacă va exista vreunul absolut) va fi poate un dispozitiv aflat astăzi în laboratoare sau în faza de proiect bazat poate pe altă logică decît cea binară și folosind alte suporturi de transmitere a informației...

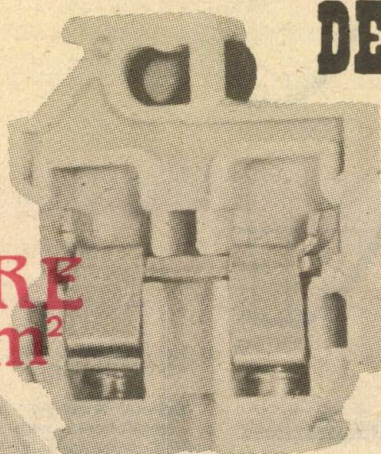
UMOR



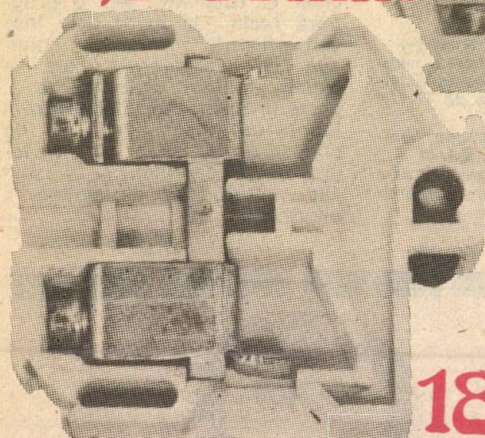
IQI TITU

ÎNȚEPRINDEREA DE APARATAJ ELECTRIC DE INSTALAȚII

CLEME DE RACORDARE 2,5÷35mm²



18005



18008

Dintre produsele Întreprinderii de Aparataj Electric de Instalații Titu prezentăm: clemele de racordare de 2,5—35 mm².

Clemele de racordare se folosesc pentru conexiune mecanică și electrică în circuitele secundare și principale, cu conductoare din cupru sau aluminiu în tablouri de distribuție, la pupitrele de comandă, măsurare și protecție din instalațiile electrice, posturi de transformare, stații de conexiune, puncte de alimentare, posturi de comandă și manevră.

Clemele de racordare oferă următoarele avantaje: dimensiuni reduse, fixare ușoară pe bare nominalizate (conform DIN 46277/1), montare rapidă a conductoarelor la borne.

Elementele componente:

- corp masă
- termoplast: PAGG; PAPS 30%, PAM 1
- termorigid: FS 11,5 A; FS 31,5 B
- căile de curent din alamă
- etichetă de maraj inscripționată.

CARACTERISTICILE TEHNICE

COD	ȚIP (mm ²)	VALOAREA MAXIMĂ A CURENTULUI NOMINAL TERMIC (A)	TENSIUNEA NOMINALĂ (V)	DIMENSIUNI DE GABARIT (mm)			
				a	b	c	
						termoplast	termorigid
18002	2,5	26	660 Vc.a. 440 Vc.c.	39,5	36,5	6,2	7,2
18003	4	35	660 Vc.a. 440 Vc.c.	47,5	40	6,7	7,7
18004	6	46	660 Vc.a. 440 Vc.c.	47,5	40	8	9,2
18005	10	63	660 Vc.a. 440 Vc.c.	47,5	40	10	11
18006	16	85	660 Vc.a. 440 Vc.c.	53,5	50	12	12
18007	25	112	660 Vc.a. 440 Vc.c.	55,5	52	14	14
18008	35	138	660 Vc.a. 440 Vc.c.	63	56	16,5	16,5

Pentru informații suplimentare privind produsele I.A.E.I. și condițiile de livrare adresați-vă la Întreprinderea de Aparataj Electric de Instalații Titu, Str. Gării nr. 79, județul Dimbovița, telefon: 14 79 55, telex: 17 228.

I.P.T.E.-Alexandria

INTREPRINDEREA DE PANOURI
ȘI TABLOURI ELECTRICE

ALEXANDRIA
JUD. TELEORMAN

STR. DUNĂRII NR. 279
TELEFON : 12008 ; 12009
TELEX 16134

Întreprinderea de Panouri și Tablouri Electrice Alexandria execută o gamă largă de echipamente electrice de joasă tensiune, destinate distribuției energiei electrice, automatizării proceselor industriale, acționării mașinilor-unelte.

Echipamentele electrice executate de I.P.T.E. — Alexandria sînt solicitate de:

- industria siderurgică (furnale, fabrici de aglomerate, cup-toare, oțelării, uzine cocsochimice, laminoare, uzine de preparare a minereurilor);

- industria chimică și petrochimică (instalații de fabricare a îngrășămintelor azotoase și fosfatice, prelucrarea petrolului și a gazelor naturale, instalații de fabricare a fibrelor sintetice etc.);

- industria energetică (centrale termoelectrice și hidroelectrice, stații de distribuție a energiei electrice de joasă tensiune, echipamente electrice de comandă, protecție și semnalizare);

- agricultură (stații de pompare pentru irigații, fabrici de nutrețuri combinate, fabrici de bere, ulei, zahăr, pâine, produse lactate);

- instalații pentru epurarea și neutralizarea apelor industriale;

- industria construcțiilor de mașini (mașini-unelte, mașini pentru industria textilă, cuptoare de tratament termic și forjă, utilaje pentru construcții, instalații de transport și ridicat etc.).

În afară de echipamente electrice, I.P.T.E. — Alexandria a introdus în fabricație noi produse: interfon cu 10—50 de posturi, relee electronice de semnalizare, programatoare analogice, aer-termă portabilă de 15 kW, electrofiltru pentru particule submicroscopice cu debitul de aer filtrat de 1 500 m³/h și dispozitiv de semnalizări centralizate ale avariilor.

Pentru execuția echipamentelor electrice, precum și pentru asimilări de noi produse, I.P.T.E. — Alexandria colaborează cu institutele de cercetări și proiectări cu profilul electrotehnic și electronic.



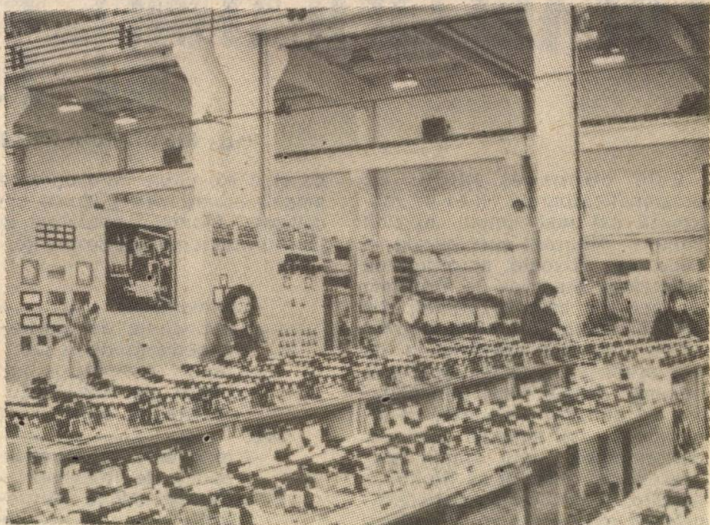
M I Et

CIEA

Produsele I.P.T.E. — Alexandria sînt cunoscute în România, precum și în multe țări ale lumii, printre care Cehoslovacia, U.R.S.S., Republica Federală Germania, Ungaria, Irak, Pakis-

tan, S.U.A., Mexic, Libia, Siria, China.

Produsele I.P.T.E. — Alexandria sînt executate după normele și STAS-urile românești în conformitate cu prevederile CEI.





HI-FI

PREAMPLIFICATOR HI-FI

Ing. EMIL MARIAN

Este cunoscut faptul că preamplificatoarele HI-FI se realizează cel mai simplu utilizând circuite integrate specializate în ceea ce privește amplificarea semnalelor electrice de nivel mic și raportul semnal/zgomot. De cele mai multe ori, constructorul amator nu are posibilitatea de a-și procura un astfel de circuit integrat. Există totuși posibilitatea ca, utilizând o anumită configurație a unei scheme electrice, performanțele unui amplificator operațional obișnuit să fie îmbunătățite. Astfel, caracteristicile finale ale montajului vor fi similare

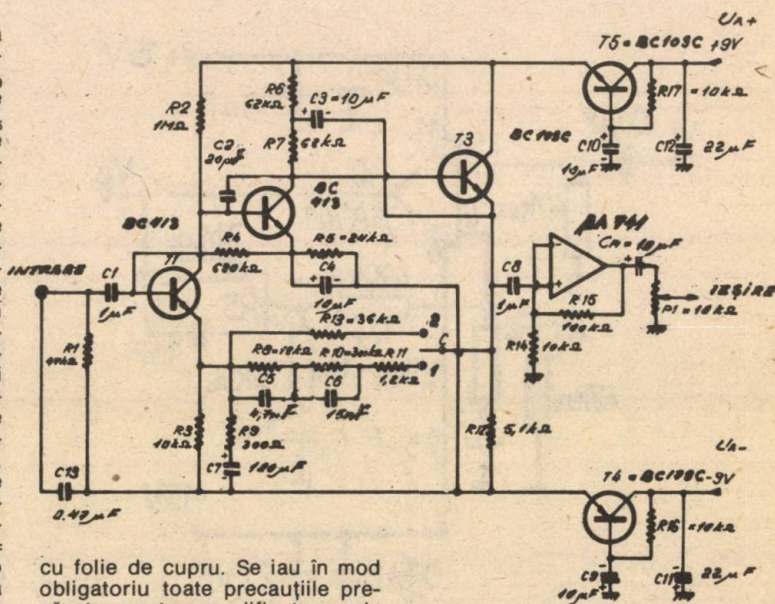
cu cele ale unuia care utilizează amplificatoare operaționale specializate. Montajul prezentat deține următoarele performanțe:

- alimentarea: _____ sursă dublă $U_A = \pm 9 \text{ V}$;
- impedanța de intrare: _____ $Z_i = 47 \text{ k}\Omega$;
- impedanța de ieșire: _____ $Z_o = 10 \text{ k}\Omega$;
- raport semnal/zgomot: _____ $S/Z > 70 \text{ dB}$;
- banda de frecvență, distorsiuni armonice totale: _____ $f = 20 \text{ Hz} \div 20 \text{ kHz}$;
- atenuarea la capetele benzii de frecvență: _____ $A = 2 \text{ dB}$;
- caracteristicile intrare-ieșire: _____ microfon: liniară; doză: RIAA

Schema electrică a montajului este prezentată în figură. Semnalul de intrare se aplică, prin intermediul condensatorului C_1 , unui amplificator de semnal mic cu configurația de dublet, din care fac parte tranzistoarele T_1 și T_2 . Ele sînt alese astfel ca, în timpul funcționării, raportul semnal/zgomot să fie cît mai mare, atît în ceea ce privește polarizările în curent continuu, cît și construcția intrinsecă. În scopul micșorării distorsiunilor și obținerii unei caracteristici de

transfer intrare-ieșire dorite, s-a prevăzut o buclă de reacție negativă, formată din grupa $R_{13} R_9 C_7$ pentru semnalul provenit de la microfon, sau $R_{11} R_{10} R_8 C_5 C_6 R_9$ pentru semnalul provenit de la doza electromagnetică. Reacția negativă reglementează simultan caracteristicile de funcționare a montajului, în funcție de poziția comutatorului C. Etajul următor care conține tranzistorul T_3 reprezintă un repetor pe emitor. El este un etaj tampon între dubletul format din tranzistoarele T_1, T_2 și intrarea amplificatorului operațional. În același timp, acest tip de montaj optimizează funcționarea buclei de reacție negativă. Ulterior, prin intermediul condensatorului C_8 , semnalul audio este aplicat pe intrarea neînversoare a amplificatorului operațional. Amplificarea acestuia este de cca 20 dB ($A = 1 + R_{15}/R_{14}$). Semnalul audio amplificat se preia de la ieșirea amplificatorului operațional prin intermediul grupului $C_{14} P_1$, cu amplitudinea dorită. Pentru alimentarea montajului s-a prevăzut o sursă dublă de tensiune. Tranzistoarele T_5 și T_4 realizează un filtraj foarte eficient al tensiunii de alimentare, deoarece sînt amplasate într-o configurație de tip multiplicator de capacitate.

Montajul se realizează pe o plăcuță de sticloatritex placat



cu folie de cupru. Se iau în mod obligatoriu toate precauțiile prevăzute pentru amplificatoare de semnal mic (configurație fizică de cvadripol, traseu gros de masă, lipsa buclei de masă, trasee scurte etc.). Se prevăd pini pentru firele care vor duce la comutatorul C și totodată pentru cablurile ecranate de legătură. Comutatorul va fi în mod obligatoriu încasat în tablă de fier, același lucru fiind valabil și pentru montaj. Toate conexiunile

care privesc semnalele de intrare se fac obligatoriu cu cablu ecranat. Montajul funcționează de la prima încercare, oferind constructorului amator satisfacție deplină în privința performanțelor, care se încadrează lejer în normele HI—FI.

BIBLIOGRAFIE:

Le Haut-parleur nr. 1 620, 1974

PREAMPLIFICATOARE pentru doze magnetice

Ing. MIRCEA DRAGU,
ing. IOAN DĂMOC

Spre deosebire de dozele piezoelectrice, al căror nivel de ieșire este suficient de mare, dozele magnetice, pe lângă faptul că oferă un nivel mic, posedă și o caracteristică de frecvență mai aparte. Apar astfel necesitatea unei preamplificări a semnalului oferit de o doză magnetică și, în plus, o anumită corecție a caracteristicii de frecvență.

În general, dozele magnetice au o sensibilitate mică, de ordi-

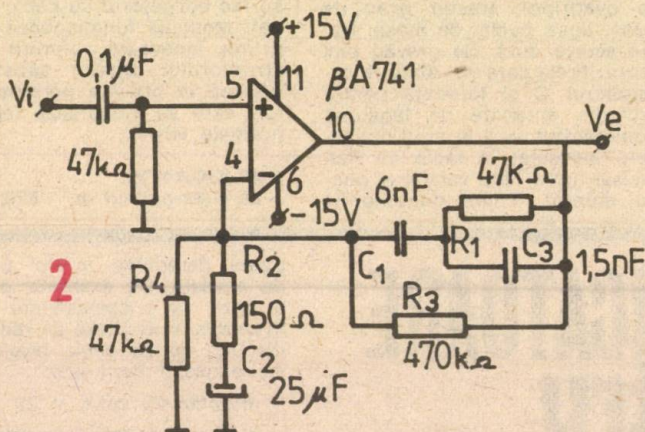
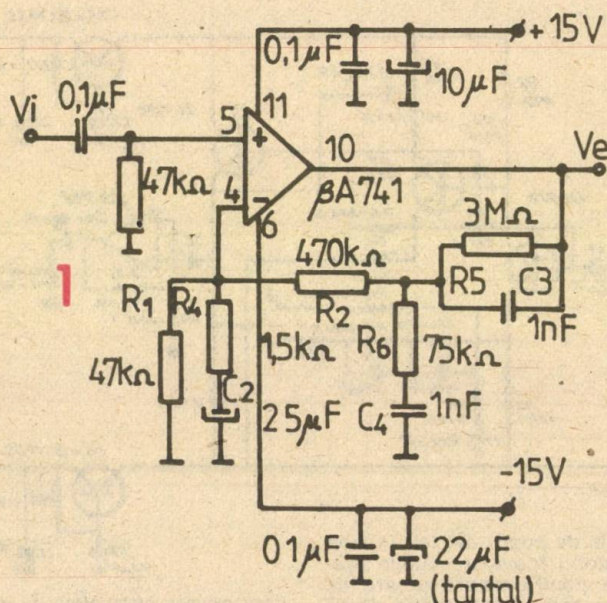
nul $0,05 \div 1$ mV/cm/s. Cunoș-

poate determina nivelul maxim de aceste. De exemplu, pentru o doză cu o sensibilitate de 1 mV/cm/s, la o viteză de redare a discului de 25 cm/s, nivelul de ieșire maxim oferit este:

$$1 \text{ mV/cm/s} \cdot 25 \text{ cm/s} = 25 \text{ mVef.}$$

În figura 1 este prezentat un preamplificator pentru doze magnetice, cu corecțiile aferente redării discurilor (RIAA), realizat cu 741. Răspunsul în frecvență al acestui preamplificator îndeplinește și rolul de compensare a „imperfecțiunii” dozei.

La frecvențe joase, câștigul în buclă închisă atinge o valoare foarte mare, de aproape 70 dB, până când reactanța condensatorului C_3 egalează valoarea rezistenței R_5 . După această frecvență, condensatorul C_3 scurtcircuitază rezistența R_5 , câștigul în buclă închisă scăzând cu o pantă de -20 dB/dec. Pentru frecvențele medii, condensatorul



C_4 , având reactanța foarte mare, pune practic în gol rezistența R_6 , astfel că aceasta nu intervine în valoarea câștigului. Câștigul la mijlocul benzii ($f = 1$ kHz) va fi dat numai de raportul rezistențelor care intervin în c.a. pentru aceste frecvențe:

$$A_{V1} = 1 + \frac{R_2}{R_4} = 300 \text{ V/V} (\sim 50 \text{ dB})$$

Această valoare a câștigului se păstrează constantă în intervalul de frecvențe $500 \div 2200$ Hz, corespunzător corecțiilor RIAA.

După frecvența de frângere 2200 Hz, cind reactanța con-

densatorului C_4 devine mult mai mică decît valoarea rezistenței R_6 și aceasta se pune la masă, valoarea câștigului în buclă închisă va scădea cu o atenuare de -20 dB/dec.

Preamplificatorul pentru doze magnetice din figura 1 asigură următoarele performanțe:

- banda de frecvențe: 40 Hz $\div$ 100 kHz;
 - câștigul la frecvențe joase: 70 dB (3150 V/V);
 - câștigul la mijlocul benzii: 50 dB ($\sim$ 300 V/V);
 - rezistența de intrare: 47 kΩ.
- Aceleași performanțe se obțin

cu circuitul preamplificatorului pentru doze magnetice din figura 2, cu singura deosebire că valorile frecvențelor de frângere corespunzătoare corecțiilor RIAA vor fi date de grupul din reacția circuitului: R_1, R_3, C_1, C_3 .

În figura 3 este prezentat un preamplificator pentru doze magnetice, realizat de această dată cu amplificatorul operațional de putere TBA790. După cum s-a văzut anterior, doza magnetică poate oferi un semnal maxim de 25 mVef. Cum sensibilitatea la intrare pentru TBA790 este de 3 mVef, rezultă că se poate ataca direct un astfel de amplificator de putere, bineînțeles fără dezvoltarea puterii maxime.

Pentru o caracteristică de frecvență corespunzătoare corecțiilor RIAA, frecvențele de frângere vor fi asigurate de circuitele de corecție din figura 3, din reacția amplificatorului.

Cîștigul la mijlocul benzii trebuie să fie aproximativ:

$$A_{V1} = 1 + \frac{R_3}{R_1} \approx 300 \text{ V/V}$$

pentru a asigura la frecvențe joase o valoare maximă a tensiunii de ieșire (3,5 Vef).

La amplificatorul operațional TBA790, rezistența de reacție $R_2 = 8$ kΩ este conectată în cip și în figura 3 s-a reprezentat punctat.

Nu este recomandată funcționarea pe o rezistență de sarcină $R_L = 4$ Ω, deoarece la putere maximă curentul de ieșire poate să depășească valoarea maximă.

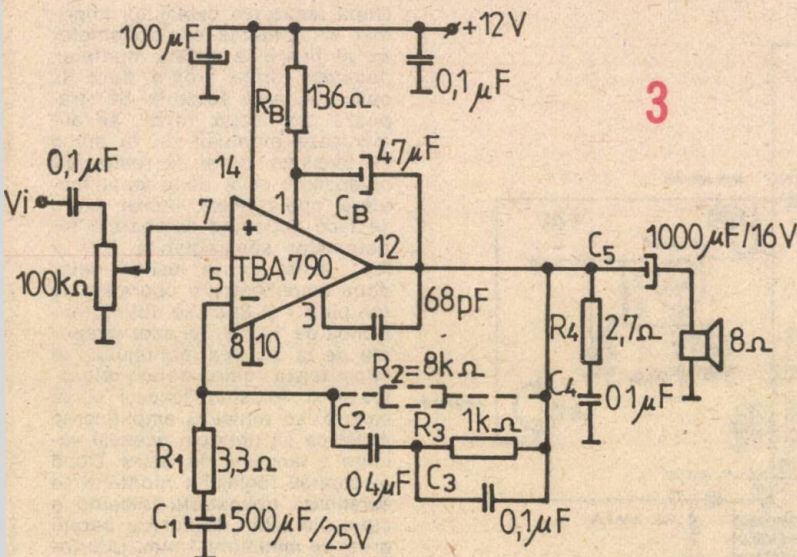
Se indică deci o rezistență de sarcină $R_L = 8$ Ω.

Condensatorul C_5 servește la cuplarea sarcinii, în regim static el încărcîndu-se cu jumătate din valoarea tensiunii de alimentare. El intervine deci ca element de „compensare” a semnalului în alternanța de sarcină.

Elementele $R_B C_B$ constituie așa-zisa rețea de bootstrap. Rolul ei este de a asigura limitarea semnalului de ieșire prin saturația ambelor tranzistoare de ieșire ale amplificatorului TBA790, rezultatul fiind mărirea excursiei semnalului în alternanța pozitivă, deci înlăturarea posibilității de distorsiuni la semnal mare.

Pentru evitarea acroșajului în ÎF, sînt necesare o serie de precauții:

- conexiunea între alimentare și piciorușul 14 să fie cit mai



scurtă posibil;
— decuplarea punctului de alimentare cu un condensator de valoare mică (0,1 μF);
— utilizarea conexiunilor scurte (preferabil cablu ecranat) pentru evitarea cuplajului între intrare și ieșire;
— plasarea în paralel cu sarcina a filtrului R_4, C_4 .

BIBLIOGRAFIE:

- xxx — AN-64 Application note, National Semiconductor, May, 1972
- A. Vătășescu ș.a. — Circuite integrate liniare, vol. I, E.T., București, 1979.

PREAMPLIFICATOR pentru microfon

Ing. M. EMIL

Realizarea unui preamplificator pentru microfon, care să corespundă normelor HI—FI, se poate face cu ușurință utilizând un circuit integrat de tip $\beta M381$. El este destinat prin construcție amplificării unor semnale electrice de nivel mic, de ordinul milivoltilor, prezentând în același timp un raport semnal/zgomot foarte bun. Circuitul integrat

conține două amplificatoare operaționale identice, complet separate atât din punct de vedere al semnalelor de intrare și ieșire, cât și al surselor de alimentare. Montajul a fost proiectat pentru microfoanele cu impedanță mare ($Z = 50 \text{ k}\Omega$). Schema electrică a montajului este prezentată în figură. Montajul are următoarele caracteristici electrice:

- alimentare:
- impedanța de intrare:
- impedanța de ieșire:
- amplificarea maximă:
- raport semnal/zgomot:
- banda de frecvență:
- atenuarea la capetele benzii de frecvență:
- distorsiuni armonice:
- distorsiuni de intermodulație:

$$\begin{aligned} U_A &= 37 \div 50 \text{ V;} \\ Z_i &= 50 \text{ k}\Omega; \\ Z_e &= 10 \text{ k}\Omega; \\ A_{\max} &= 1200; \\ S/Z &> 75 \text{ dB;} \\ f &= 18 \text{ Hz} \div 22 \text{ kHz;} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A &= 1 \text{ dB} \\ \text{THD} &< 0,1\% \end{aligned}$$

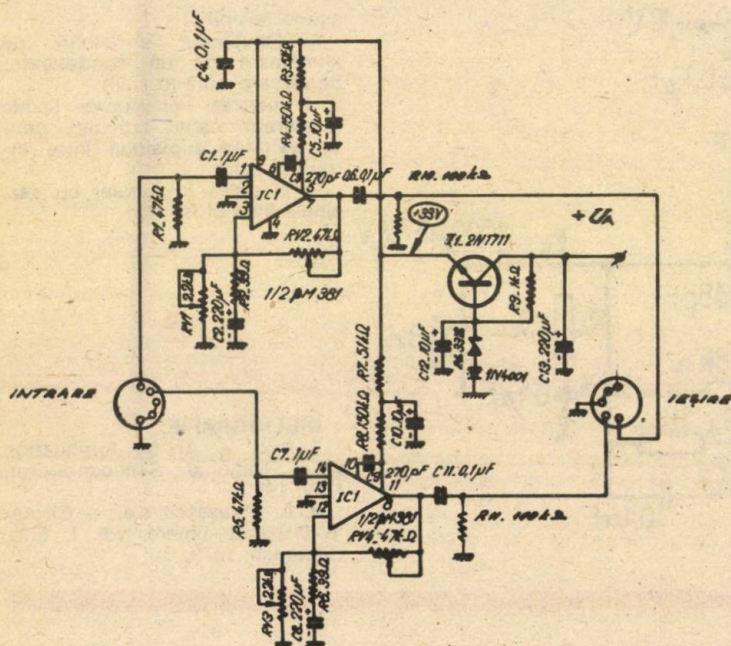
$$\text{TID} < 0,02\%$$

Semnalul stereo de intrare se aplică pe intrările neinverse ale amplificatoarelor operaționale, prin intermediul condensatoarelor C_1 și C_7 . Rezistoarele R_1

și R_5 sînt prevăzute în scopul adaptării optime a impedanței microfonului stereo la impedanța de intrare a montajului. Polarizarea celor două amplificatoare

operaționale este realizată cu ajutorul rezistoarelor semireglabile RV_1 și RV_3 . Amplificarea în curent alternativ a celor două amplificatoare operaționale este definită de raportul rezistoarelor RV_2/R_2 , respectiv RV_4/R_6 . Alimentarea celor două amplificatoare operaționale se face de la un stabilizator de tensiune continuă, care conține tranzistorul T_1 . Acest tip de alimentare este prevăzută în scopul sporirii raportului semnal/zgomot al montajului. Modul de alimentare al etajelor de intrare proprii celor două amplificatoare operaționale este astfel prevăzută încît țină cont de impedanța de intrare a montajului, în scopul aceleiași optimizări a raportului semnal/zgomot. Grupurile R_3, R_4, C_5 și R_7, R_8, C_{10} sînt dimensionate ținînd cont de acest lucru. Semnalul audio amplificat se obține la ieșirile celor două amplificatoare operaționale, preluîndu-se prin intermediul condensatoarelor C_6 și C_{11} . Rezistoarele R_{10} și R_{11} s-au prevăzută în scopul sporirii stabilității montajului.

Montajul se realizează folosind o placuță de sticlăstratex placată cu folie de cupru. Cablajul imprimat va prezenta legături cit mai scurte, iar traseul de masă va avea grosimea mai mare de 3 mm.



Se iau toate precauțiile realizării montajelor cu amplificatoare operaționale (lipsa buclei de masă, structură fizică de cvadripol etc.). Se vor folosi componente electronice de bună calitate (rezistoare de tip RPM, con-

densatoare cu tantal sau de tip multistrat) pentru a justifica performanțele excelente care le deține montajul în privința raportului semnal/zgomot. Conexiunile de intrare și ieșire se fac obligatoriu cu conductor ecranat.

După realizarea cablajului imprimat și montarea componentelor se verifică încă o dată montajul, deoarece orice eroare duce la nefuncționarea acestuia. Se străpează cele două intrări, se alimentează montajul de la sursa de tensiune U_A și se realizează polarizarea celor două amplificatoare operaționale. Acest lucru se face acționând cursorurile rezistoarelor semireglabile RV_1 și RV_3 , astfel ca la ieșirile celor două amplificatoare operaționale (pe pinii 7 și 8) să se obțină tensiunea de 16,5 V. Se scot ștrăpurile de la intrarea montajului, se conectează cele două microfoane și, folosind aceeași sursă sonoră, se reglează amplificarea astfel ca să obținem aceeași valoare a tensiunii de ieșire. După efectuarea reglajelor montajul se ecranează obligatoriu folosind o cutie din tablă de fier cu pereții groși de minimum 1 mm. Ulterior montajul se introduce în interiorul complexului electroacustic și se rigidizează corespunzător. La utilizare, montajul va oferi pe deplin performanțele estimate, încadrându-se în categoria montajelor HI—FI.

UMOR



MAGNETOFON DECK

Arh. ALEXANDRU NICA

Fiind în posesia unui magnetofon MAIAK dezmembrat (de fapt, numai părți mecanice), am reușit să-mi construiesc un magnetofon stereo-deck player vertical cu următoarele utilități: trei viteze, autostop la cap de bandă, control semnal prin două indicații de nivel, audii auxiliare în căști.

Pentru aducerea magnetofonului în poziție verticală, am înlocuit tamburii existenți cu o pereche de tamburi de KASHTAN, care au fluturi de prindere pentru role și posibilități de reglare a ambreiajelor în noua poziție. Presarea benzii pe capul de redare am rezolvat-o cu o piesă în formă de furcă, din bronz, care apasă banda egal pe cele două canale ale capului în poziția REDARE și îndepărtează banda de

cap în poziția PAUZA și DERULARE RAPIDĂ. Masca se poate procura din comerț sau, cum am făcut eu, am confecționat-o din plăci de polistiren compact șlefuit și finisat cu vopsea neagră DUCO prin pulverizare fină, iar la sfârșit am scris cu letraset alb (VITOLIT) indicațiile necesare.

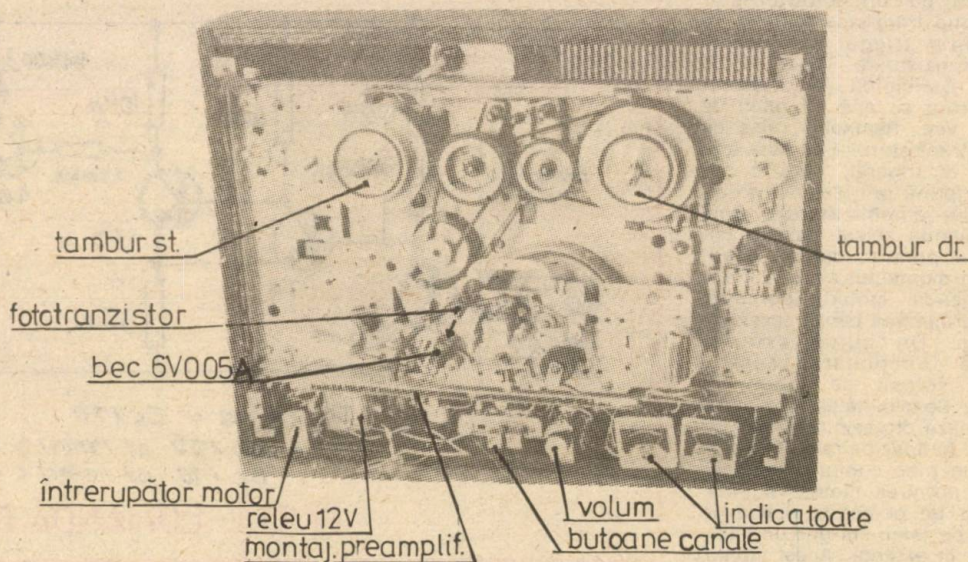
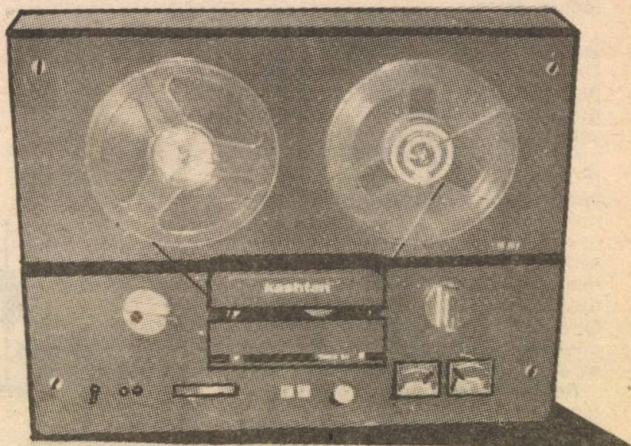
Partea electronică este compusă din următoarele blocuri funcționale:

- preamplificator pentru cap magnetic;
- amplificator audio pentru căști;
- amplificator pentru indica-

toare de volum;

- bloc de comandă optică pentru releu autostop;
- bloc alimentare.

Preamplificatorul este realizat după o schemă Uher și este format din două tranzistoare T1 și T2 de tip npn de zgomot redus (BC149, BC413, BC173, BC174, BC109, BC108) în cuplaj direct, cu amplificare mare și cu corecții de frecvență diferențiate pe cele trei viteze de derulare pentru ridicarea nivelului la frecvențe înalte și joase (fig. 1). Ieșirea amplificatorului este dusă prin cablu ecranat în patru



locuri, astfel:

— o cale directă la o mufă exterioară cu cinci piciorușe tip DIN și care debitează semnal de nivel constant de 150 mV, reglat din potențiometrul P1. Acest semnal este util pentru imprimare pe alt magnetofon. Tot direct se culege semnal și pentru amplificatorul indicatoarelor de nivel;

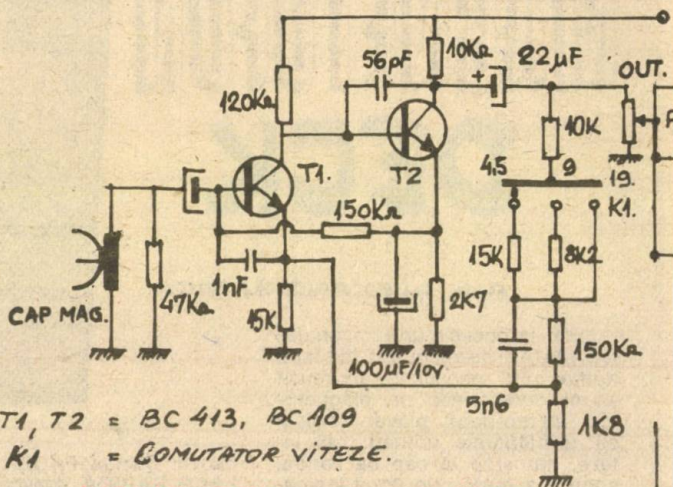
— o cale indirectă pentru semnal de nivel reglabil care merge la amplificatorul pentru câști și la o altă ieșire cu mufă DIN cu cinci piciorușe pentru cuplarea unei stații de amplificare de putere (exterioară).

Reglarea acestui semnal se face cu un potențiomtru de volum $2 \times 100 \text{ k}\Omega$ logaritm, P2.

Amplificarea pentru indicatoarele de nivel pe fiecare canal se face cu tranzistorul T3, în emitorul căruia este indicatorul de nivel de tip TESLA. Reglajul indicatorului la cap de scală se face din P3. Viteza de răspuns a acului indicator se mărește sau se micșorează în funcție de valoarea condensatorului din emitorul lui T3.

Amplificatorul pentru câști l-am realizat cu integratul TBA790K (sau orice alt integrat amplificator de mică putere: UL1496, UL1497). În ieșirea amplificatorului am pus o rezistență de balast de $1 \text{ k}\Omega/2 \text{ W}$ pentru cazul când nu sînt cuplate câștile.

Comanda optică autostop este realizată cu un fototranzistor FT1, două tranzistoare T4 și T5 în montaj trigger-Schmidt și două tranzistoare T6 și T7 în montaj Darlington, în colectoarele cărora se află un releu de 10–15 Vcc. Semnalul cules de pe fototranzistorul FT1 este amplificat și triggerat, dînd o comandă fermă prin semnal dreptunghiular amplificatorului final ce comandă releul, acesta comandînd pornirea/oprirea motorului. În momentul cînd se introduce banda, motorul pornește, iar la terminarea benzii acesta se oprește. Un buton exterior oprește funcționarea acestui montaj folosit ca buton de PAUZĂ. Sensibilitatea montajului se reglează din semireglabilul de $500 \text{ k}\Omega$. În lipsă de releu se poate folosi un triac conform schemei. Pentru pornirea motorului independent de comanda optică, în paralel pe releu am pus un întrerupător în exterior. Acest montaj

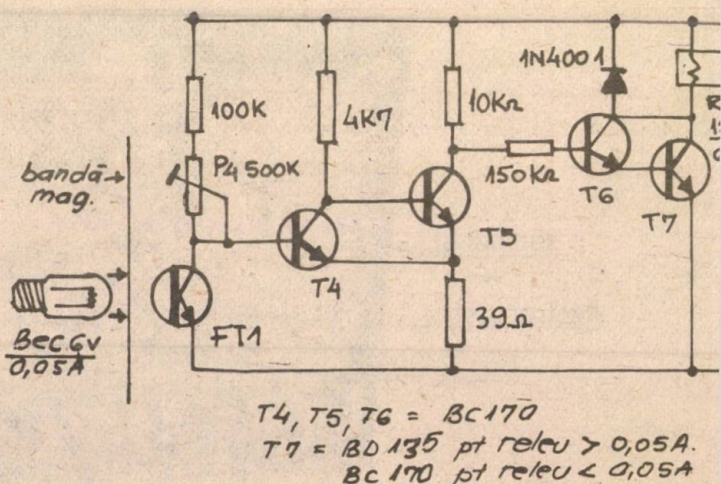


MODUL PREAMPLIFICATOR

se poate adapta la orice tip de magnetofon care nu are autostop din fabricație. Fototranzistorul se introduce într-un tubuleț lung de aproximativ 1,5 cm și se fixează lîngă capul de ștergere la înălțimea benzii, iar de partea cealaltă a benzii, la aceeași înălțime, se pune tot într-un tubuleț (pe măsură) un beculeț de tip baionetă de scală (de la radioul

ULTRASON) de 6–24 Vca. Distanța dintre bec și fototranzistor, în măsura spațiului disponibil, va fi în jur de 1,5 cm.

Blocul de alimentare l-am realizat cu un transformator recuperat de la un radio PACIFIC cu care, după o redresare cu o punte 1PM05 și filtrare cu un condensator de $4700 \mu\text{F}/25 \text{ Vcc}$, obținem o tensiune de 16–24



MODUL COMANDĂ RELEU